SELEZIONE RADIO - TV di tecnica

4

L. 1000

APRILE '76

RIVISTA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA, ALTA FEDELTÀ E RADIOCOMUNICAZIONI

sinclair

Project 80
una nuova linea modulare per un HI·FI di prestigio

Caratteristiche di completa alta fedeltà - facile costruzione modulare del complesso, estensibile ad un completo sistema quadrifonico

Sino ad ora se si desiderava migliorare la qualità del suono si era di fronte al problema di scartare l'esistente amplificatore e cominciare da zero. Ora non più.

Project 80 si ingrandisce un poco alla volta.

Si inizia con un amplificatore mono RMS 12 W non troppo caro ma di buona qualità, magari inserito nella base di un giradischi.

Con l'aggiunta di un altro modulo Z 40 si ottiene l'effetto stereo.

Il successivo passo logico sarebbe l'aggiunta dell'unità pre-amplificatrice, che permette una grande varietà di alimentazioni ed ha comandi per volume, bass e treble.

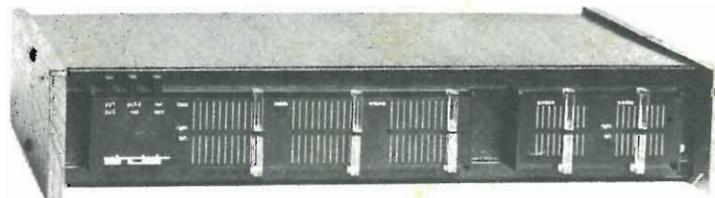
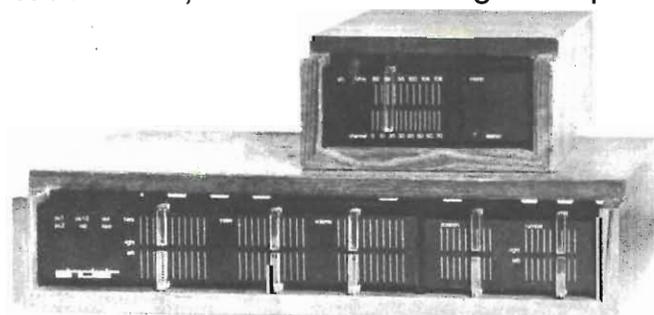
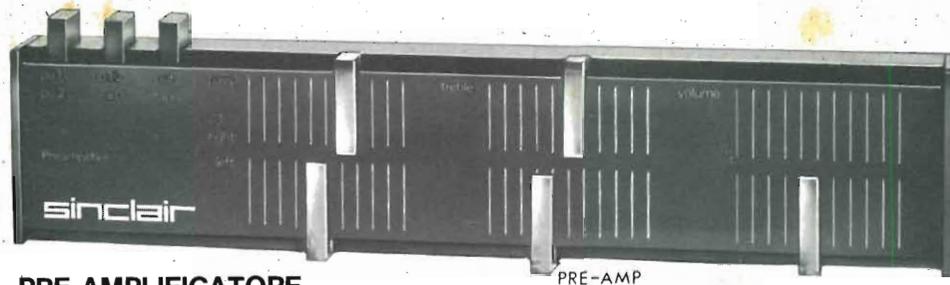
Questa aggiunta permette anche di migliorare il livello sonoro, poichè è dotata di ingresso per cartuccia magnetica a basso livello di tensione.

Il risultato può essere migliorato ulteriormente sostituendo agli Z 40 i moduli Z 60, che possono fornire una potenza di 25 Watt RMS; due Z 60 collegati a ponte, sono in grado di erogare 30 W RMS per canale.

Ci sarebbero ancora molte aggiunte per migliorare il vostro impianto: Un filtro rumble/scratch, che migliorerà in modo incredibile l'ascolto di vecchi dischi consumati, aiuterà anche ad eliminare il rumble causato talvolta da un giradischi dalle scarse prestazioni, e l'ascolto di un sintonizzatore FM, che riprodurrà superbamente le trasmissioni VHF e che, insieme ad un decoder, riprodurrà le trasmissioni in stereofonia.

In questo modo si otterrà un amplificatore sintonizzatore stereo di prima qualità, paragonabile ai migliori complessi in vendita a prezzi molto superiori; non solo ma si avrà anche un complesso costruito con le proprie mani, quindi di maggior vanto.

Trasformazione da stereo in quadrifonico? Niente di più facile

Basta aggiungere il decodificatore qudrifonico Project 80 (basato sul sistema CBS "SQ"), un alimentatore ed ecco un perfetto sistema audio.

PRE-AMP

PRE-AMPLIFICATORE PROJECT 80

Lo stereo 80, come gli altri project 80, viene fissato tramite viti. Tutti i componenti elettronici sono contenuti in un pannello frontale dello spessore di 2 cm. circa.
I fili di collegamento non sono visibili. Nello stereo 80 ogni canale ha comandi a cursore indipendenti di tono e volume, ottenendo così un ottimo adattamento acustico, conforme a qualsiasi ambiente.
Ingressi per pick-up magnetici e ceramici, radio e registrazione.
Lo stadio d'ingresso è collegato a massa per assicurare la massima fedeltà rispetto a tutte le fonti di segnale.
Su tutti gli ingressi del codificatore, sono previsti larghi margini di sovraccarico.

ZA/0280-00

DECOD. STEREO

FILTRO ATTIVO

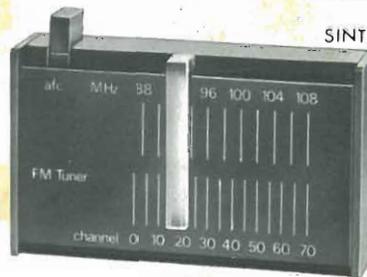
DECODIFICATORE STEREO PROJECT 80

Separando il decodificatore Project 80 dal sintonizzatore FM si ottiene una scelta di sistemi più ampia, come pure un risparmio, nei casi dove la ricezione stereo non è richiesta. Questa unità fornisce una sensibilità di 30 dB per canale con un'uscita di 150 mV per canale. Il diodo all'arseniuro di gallio emmette automaticamente una luce quando il sintonizzatore è in trasmissione stereo.

ZA/0250-00

SINTONIZZATORE FM

Sintonizzatore eccezionale sotto ogni aspetto - dimensione compatta - collegamenti elettrici originali - prestazione sicura - tutto ciò in una moderna custodia di 86 x 50 x 20 mm. Per fornire questa prestazione drift-free si accoppia un forte controllo automatico di frequenze ad una doppia sintonia elettronica, seguita dalla sezione della frequenza intermedia con filtro ceramico a 4 poli per una extra selettività.
Una maggiore adattabilità si ottiene con la disponibilità separata dalla sezione sintonizzatore dal decodificatore stereo.

ZA/0260-00

SINT. FM

FILTRO ATTIVO

Questa efficientissima unità, è destinata a funzionare in unione a qualsiasi complesso Hi-Fi, ove sia richiesta la soppressione, o perlomeno la riduzione, di fruscii o rumori di fondo.

ZA/0270-00

DECOD. QUADR.

AMPLIFICATORI DI POTENZA Z 40 e Z 60

Gli amplificatori di potenza Z 40 e Z 60 vengono normalmente utilizzati con il Project 80, oppure possono essere impiegati in impianti più vasti.
Negli Z 40 e Z 60, è assicurata la protezione contro i corto circuiti, riducendo così il pericolo di bruciatura derivante da un'inesatta inserzione.
La bassissima distorsione, dello 0,03% tipica nello Z 60, dà alla gamma del Project 80 la caratteristica di nitidezza de suono.

DECODIFICATORE QUADRIFONICO PROJECT 80

Questo modulo contiene un decodificatore quadrifonico SQ e preamplificatore con controlli di volume e tono per i due canali posteriori.
Si collega alla presa registratore dello stereo 80 o di altri amplificatori stereo.
ZA/0290-00

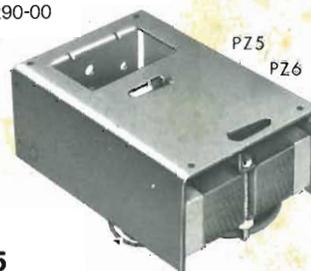
Z40

ZA/0200-00

Z 60

ZA/0205-00

ALIMENTATORI

La Sinclair fornisce alcuni tipi di alimentatori, destinati ad alimentare gli amplificatori della linea Project 80; sono i tipi PZ 5, PZ 6, PZ 8 e devono essere scelti in base alla potenza e alle prestazioni richieste.
Per alimentare due amplificatori del tipo Z 60, è necessario l'alimentatore tipo PZ 8.

PZ5 PZ6

PZ 5

È un semplice alimentatore non stabilizzato adatto per una coppia di Z 40.
Ha una tensione d'uscita di 30 Volt.
ZA/0220-00

PZ 6

È un alimentatore stabilizzato da 35 V consigliato per alimentare l'amplificatore e il sintonizzatore.

ZA/0225-00

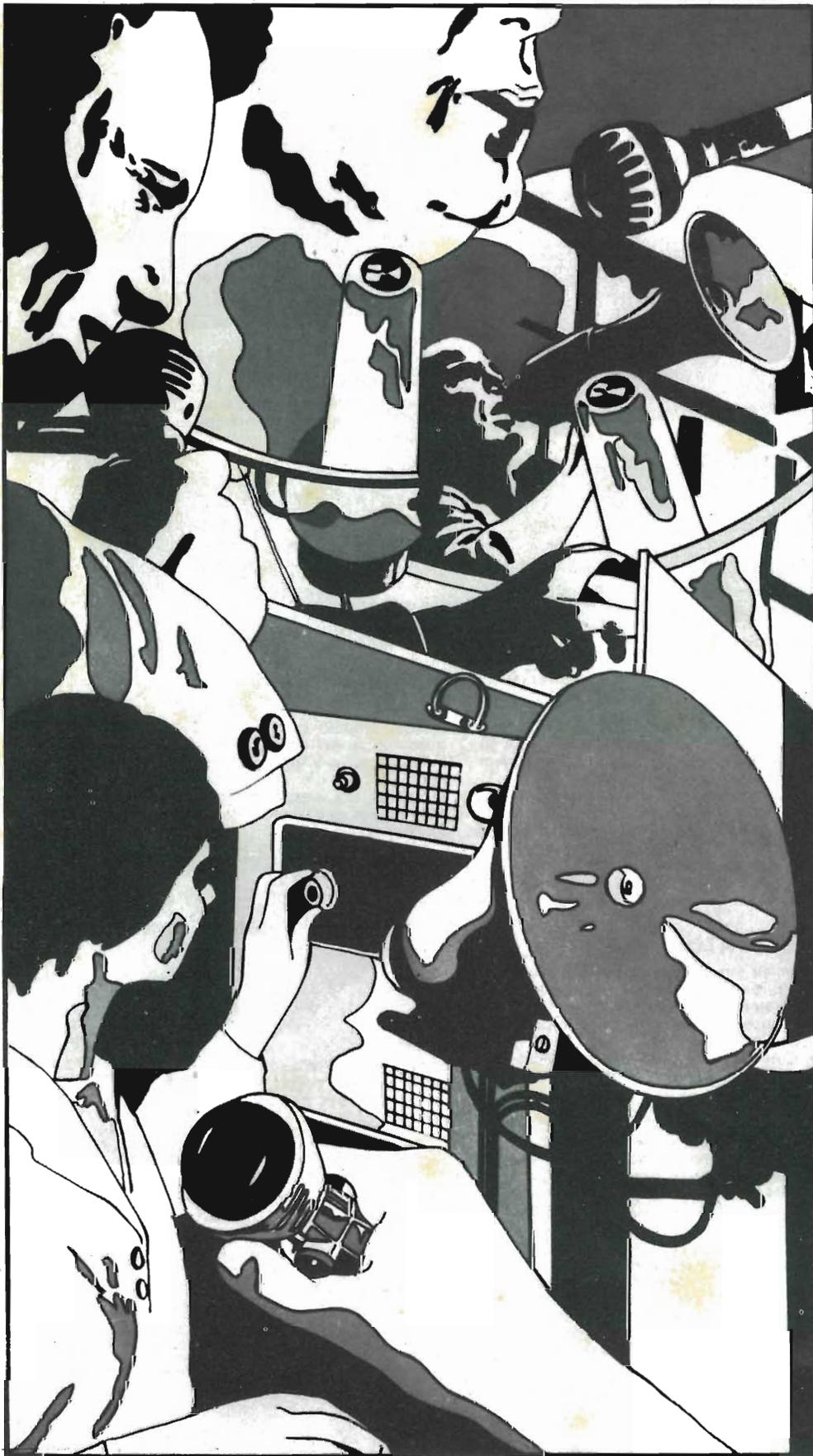
PZ 8

È l'alimentatore stabilizzato migliore in senso assoluto della Sinclair: 50 Volt regolabili con limitatore di corrente d'esercizio per la protezione contro i danni derivanti da corto circuiti e sovraccarichi.
Questo principio non è mai stato applicato ai modelli già in commercio.
Il PZ 8 richiede l'uso di un trasformatore di circa 2 ampère a 40-50 Volt c.a.

ZA/0230-00

PZ8

n vendita presso le sedi G. B. C.

BOUYER

microfoni
megafoni
amplificatori
centrali di
amplificazione
per scuole
industrie
motel
uffici
grandi magazzini
impianti per
sale consigliari
navi
raffinerie
aereoporti
in vendita presso le sedi G.B.C.

Editore: J.C.E
Sped. in abb. post. Gr. III/70 — Direttore Responsabile: RUBEN CASTELFRANCHI — Aprile 1976

SOMMARIO

Si accettano abbonamenti soltanto per anno solare da gennaio a dicembre. E' consentito sottoscrivere l'abbonamento anche nel corso dell'anno, ma è inteso che la sua validità parte da gennaio per cui l'abbonato riceve, innanzitutto, i fascicoli arretrati.

INSERZIONISTI:

SELEZIONE RADIO - TV di tecnica

Editore: **J.C.E.**

Direttore responsabile
RUBEN CASTELFRANCHI

Direttore tecnico
PIERO SOATI

Redattore capo
GIAMPIETRO ZANGA

Redattori
MARCELLO LONGHINI
ROBERTO SANTINI

Segretaria di redazione
MARIELLA LUCIANO

Impaginatori
GIANNI DE TOMASI
IVANA MENEGARDO

Collaboratori
Lucio Biancoli - Gianni Brazioli
Federico Cancarini - Ludovico Cascianini - Mauro Ceri
Giuseppe Contardi - Gianfranco Liuzzi
Italo Mason - Aldo Prizzi
Arturo Recla - Gloriano Rossi
Domenico Serafini - Franco Simonini -
Edoardo Tonazzi - Lucio Visintini

Rivista mensile di tecnica elettronica, alta fedeltà e radiocomunicazioni

Direzione, Redazione, Pubblicità:
Via Pelizza da Volpedo, 1
20092 Cinisello B. - Milano
Tel. 92.72.671 - 92.72.641

Amministrazione:
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
Autorizzazione alla pubblicazione
Trib. di Monza n. 239
del 17-11-73

Stampa: Tipo-Lito Fratelli Pozzoni
24034 Cisano Bergamasco - Bergamo

Concessionario esclusivo per la diffusione in Italia e all'Estero:
SODIP - V. Zuretti, 25 - 20125 Milano
V. Serpieri, 11/5 - 00197 Roma

Frediz. in abbon. post. gruppo III/70

Prezzo della rivista L. 1.000
Numero arretrato L. 2.000
Abbonamento annuo L. 10.000
Per l'Estero L. 14.000

I versamenti vanno indirizzati a:
Jacopo Castelfranchi Editore
Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
mediante l'emissione di assegno circolare, cartolina vaglia o utilizzando il c/c postale numero 3/56420

Per i cambi d'indirizzo, allegare alla comunicazione l'importo di L. 500, anche in francobolli, e indicare insieme al nuovo anche il vecchio indirizzo.

TUTTO QUELLO CHE VOLETE SAPERE

(oltre a quello che volete avere)

All'interno della MESA si è infatti creato un servizio che, oltre ai prodotti più popolari può fornirvi informazioni ed una completa documentazione anche su quelli più avanzati, come ad esempio:

— memorie (RAM-PROM)
— microprocessori
— famiglie digitali complete
— shift registers
— famiglie CMOS
— displays
— componenti per voltmetri digitali

Se siete interessati ai nostri prodotti compilate, ritagliate e spedite il presente tagliando. Vi spediremo gratuitamente il listino prezzi di oltre 600 componenti che abitualmente abbiamo in stock, vi daremo tutte le informazioni che chiederete ed inoltre vi terremo al corrente periodicamente della nostra attività nel campo dell'elettronica.

compilare, ritagliare e spedire in busta chiusa a:

MESA S.p.A. - Via Canova, 21
20145 MILANO

4/SE

SI PREGA DI SCRIVERE IN STAMPATELLO

Desidero ricevere gratuitamente:

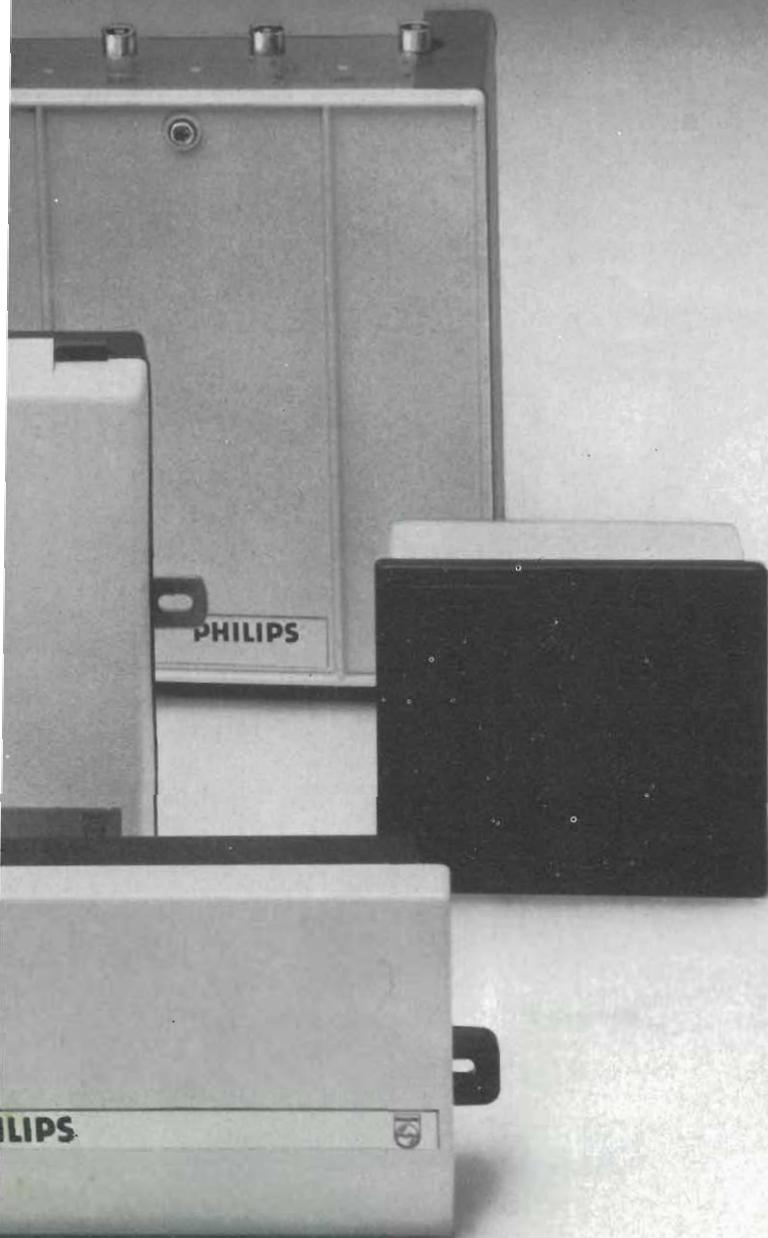
☐ listino prezzi
☐ informazioni dettagliate su:

....
....
....
....
....

Cognome ....
Nome ....
Via .... N. ....
Città ....
CAP .... Provincia ....

CPM Studio

Non chiedete alla Philip del suo materiale d' Chiedetelo a quegli install soltanto materiale d'ant

cosa pensa
tenna.
ori che usano
na Philips.

Philips mette a disposizione una gamma di prodotti, per ogni esigenza di impianto:

Antenne radio e TV, per canali nazionali e da ripetitori di programmi esteri.

Amplificatori a larga banda e di canale, con elevata affidabilità di funzionamento e di impiego.

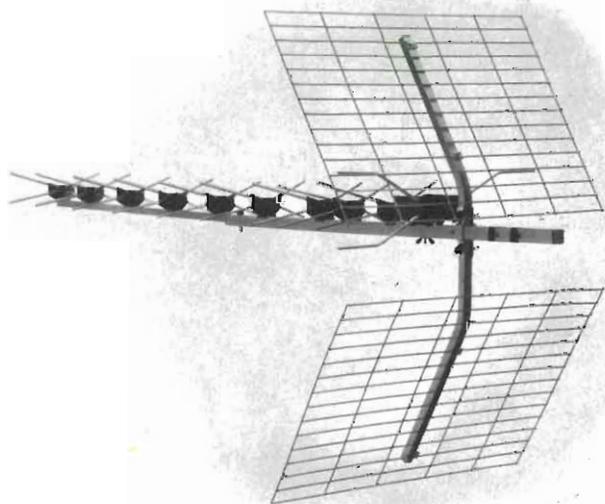
Preamplificatori di canale e con A.G.C. ad elevata sensibilità di ingresso.

Convertitori da palo per canali in banda Vª da ripetitore.

Componenti passivi: prese tipo serie resistive ed induttive, prese terminali - derivatori e ripartitori ibridi.

Cavi coassiali a bassa perdita ed a basso fattore di invecchiamento, con isolante di tipo espanso e compatto.

Teledistribuzione amplificatori, componenti e cavi speciali per impianti particolari destinati alla medio-grande distribuzione di sistemi multicanale via cavo.

Assistenza in fase di progetto di installazione e di collaudo delle reti TV.

Sistemi
Audio Video

PHILIPS

PHILIPS S.p.A. - Divisione Sistemi Audio-Video - V.le F. Testi, 327 - 20162 Milano - Tel. 6436512-6420951

Sono interessato alla vostra produzione e vi prego di spedirmi:

☐ Catalogo generale materiali d'antenna.

☐ EDS informazioni regolarmente.

APRILE - Selezione Radio TV

Costruiamo un sintetizzatore elettronico

CONVERTITORE IN SINUSOIDALE IMPULSIVA MODULATA E GLISSATO

quinta parte - di Federico CANCARINI

CONVERTITORE

Se ci avete seguito fino a questa puntata e avete provato a realizzare ciò che vi abbiamo presentato, possiamo scommettere sul sicuro che, non appena finiti i moduli vi siete subito gettati su matasse ingarbugliate di fili e cavi, poi inserito e disinserito spinette e jack, e girato manopole per ore ed ore....

Niente di demerito: l'esperienza è quella che più insegna; i moduli, poi, sono a prova di qualsiasi strambo collegamento: l'unica cosa che non garantiamo è l'integrità vostra e dell'insieme se qualche jack viene inserito in una presa di corrente di casa vostra. Ad ogni modo, con questo articolo, riprendiamo a parlare del sintetizzatore: seguirà a questo tutta una serie di nuovi moduli che sono molto sofisticati e aggiungeranno una enorme versatilità al vostro già versatile sintetizzatore. Il circuito in questione riguarda un modulo che è complementare per il nostro V.C.O., ma non solo: è molto utile per qualsiasi V.C.O. che fornisca un'onda triangolare di ampiezza compresa tra 0,4 e 0,9 V pep. Tale modulo è un «Convertitore in onda sinusoidale ed inoltre un modulatore in ampiezza dell'onda quadra». Quindi è un'ideale aggiunta al V.C.O. che abbiamo già presentato.

Una volta montati i componenti e controllato che non ci siano errori di cablaggio potrete procedere alla taratura del modulo. Meglio sarebbe avere un oscilloscopio, però, se volete fidarvi, potrete usare i vostri orecchi. Connettete il V.C.O. (onda triangolare) nell'J1 e l'uscita sinusoidale J2 ad un amplificatore. Applicate quindi la tensione al circuito ed aspettate, col circuito sotto tensione, circa venti minuti per permettere al complesso di stabilizzarsi (soprattutto ciò è necessario per i condensatori elettrolitici) in modo che dopo, usando tale convertitore un sofisticato circuito integrato, non ci siano problemi di taratura o instabilità. Tale stabilizzazione si deve fare una volta sola: la prima. Poi collegate a massa una delle tre entrate controllo del convertitore (J4 o J5 o J6). A questo punto, usando uno dei Bias forniti dal modulo Power Supply applicate una tensione al V.C.O costante di pilotaggio e tale che la nota predetta dal V.C.O. sia all'incirca del DO centrale. Adesso girate il trimmer R32 in modo che presenti la massima resistenza: non dovreste a questo punto udire più alcun suono all'uscita del modulo. Adesso ruotate delicatamente tale trimmer dalla parte opposta, finché non udite il tipico suono di un impulso di una larghezza piccola: a questo punto vi fermate. Se controllate sull'oscilloscopio dovrete invece rego-

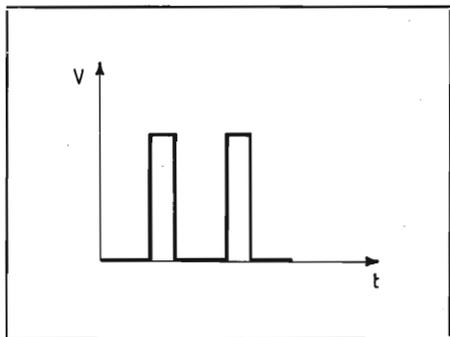



Fig. 1 - Figura da riscontrare sull'oscilloscopio regolando R23.

lare R23 fino a vedere un'immagine come la figura 1.

Adesso staccate il cavo, che va all'amplificatore, da J2 e inseritelo in J3 cioè nell'uscita sinusoidale. Dovrete, ora, udire qualche suono nell'amplificatore, e, ruotando il trimmer di taratura R33 dovreste pure notare un cambiamento nella timbrica del suono; ebbene, dovete regolare R33 finché trovate quel punto in cui il suono prodotto è il più soffice possibile. Questa è la posizione regolare da R33. Se disponete di un oscilloscopio potrete constatare che per posizioni di R33 prima e oltre il punto di taratura, si avranno delle forme d'onda irregolari (vedi figura 2) rappresentati: A) R33 con resistenza troppo grande B) R33 con resistenza troppo piccola C) R33 esattamente tarato.

Ora, tale regolazione della sinusoide, può avere provocato delle leggere mutazioni della regolazione del pulse R32. Allora ripetete l'operazione di taratura per R32 ricollegando l'uscita pulse all'amplificatore e regolando R32 finché non riotterrete il suono (o l'oscillogramma) che il pulse aveva prima.

Tutto questo deve essere messo a punto tenendo collegata a massa una delle entrate controllo (J4-J5-J6). Adesso, e solo adesso, potrete rimuovere tale massa, e, dato che la somma delle tensioni di controllo è effettuata tramite delle resistenze, proprio la rimozione di tale massa causerà un allargamento del pulse, che voi dovrete riuscire a percepire. Potete ora connettere l'uscita «pulse» ad un oscilloscopio e cominciare a pilotare (usando un Bias) con una tensione da 0 a +5 V una delle entrate di controllo. Potrete osservare così come, aumentando la tensione aumenti anche la larghezza del «Pulse», mentre il suono che udite diverrà più pieno.

Sull'oscilloscopio controllate che per una tensione di pilotaggio di +5 V (± 10%) il «Duty Factor» del pulse raggiunga il 50%: cioè si ha in uscita un'onda quadra regolare. Similiarmente controllate anche le due altre entrate controllo. Come ultimo, rimettete a massa una delle tre entrate controllo del convertitore, poi ascoltate l'uscita pulse nell'amplificatore, mentre viene variata progressivamente la frequenza del V.C.O. in tutta la sua gamma: se capita che per qualche frequenza il suono dell'uscita pulse si smorzi, ritoccate R32 leggermente finché il suono non ritorna.

COME USARE IL CONVERTITORE

L'unico compromesso che è stato fatto nel progettare questo modulo riguarda la rete di sommazione passiva, usata nelle entrate di controllo del modulatore. La ragione di tale scelta deriva dal fatto che, come gli altri moduli che adoperano una rete sommativa passiva, il processo di somma delle tensioni non è così critico da rendere necessaria, e quindi giustificare, la spesa in più per aggiungere un integrato che lavori come sommatore attivo. Invece di più si può dire sul modo di forgiare l'onda sinusoidale partendo da una triangolare: tale processo è ottenuto sfruttando i risultati di una controreazione non lineare attorno al quarto amplificatore Norton

(piedini 10, 11, 12). Tale controre zione non lineare si ottiene sfrutta do un circuito dove vengono impiega dei diodi il cui punto di rottu (break-point) è stato preventivamen calibrato. Così, quando si osserva un oscilloscopio l'onda risultante può osservare come la sinusoide ott nuta si discosti da una sinusoide ide le: infatti essa si ricava per appross mazione unendo segmenti di linea re ta uno dopo l'altro. Per tutti gli sco pratici però essendo il numero d punti di rottura più che sufficiente, t le costruzione dell'onda non introdu armoniche di ordine superiore (ch non sono presenti in una sinusoide pu ra) perché esse rimangono ad un l vello sonoro così basso da essere pr ticamente inudibile, lavorando in co dizioni normali.

I CONTROLLI ESTERNI

Ingressi: il jack J1 è un'entrata media impedenza (47 k) che deve e sere connessa all'uscita triangolare d V.C.O. Per ottenere i migliori risulta l'ampiezza picco a picco dell'onda i entrata deve essere compresa fra 0, e 0,9 V.

Uscita sinusoidale: il jack J2 è l'u scita dell'onda sinusoidale ottenut forgiando la triangolare. L'uscita h un'impedenza piuttosto bassa, circ 1k e l'onda in uscita ha un'ampiezz di 0,5 V pep.

Uscita impulsiva: il jack J3 fornisc un'uscita a bassa impedenza dall quale prelevare l'onda «impulsiva» d larghezza regolabile (naturalmente d una tensione controllo).

Entrate controllo: i tre jack (J4-J5 J6) sono le entrate per una tension di controllo che può variare fra 0 +10 V. Il limite nominale sarebbe d +5 V, ma il modulo sopporta benis simo un «overange» del 100%. Co una tensione totale di pilotaggio com presa fra 0 e +5 V il «duty factor dell'onda impulsiva varia tra il 3% il 50%. Con una tensione controllo d +10 V si raggiunge il 100% di «du ty factor». Tensioni di controllo ne gativo spengono l'impulso e non dan neggiano il circuito.

Voi dovete considerare questo mo dulo come un'espansione del nostr V.C.O.: esso infatti, con l'aggiunta d tale convertitore PWM sarà notevol mente più versatile, per quanto riguar derà il «pulse», ed inoltre voi avret a disposizione una nuova forma d'on da: la sinusoidale. Come ben sapete

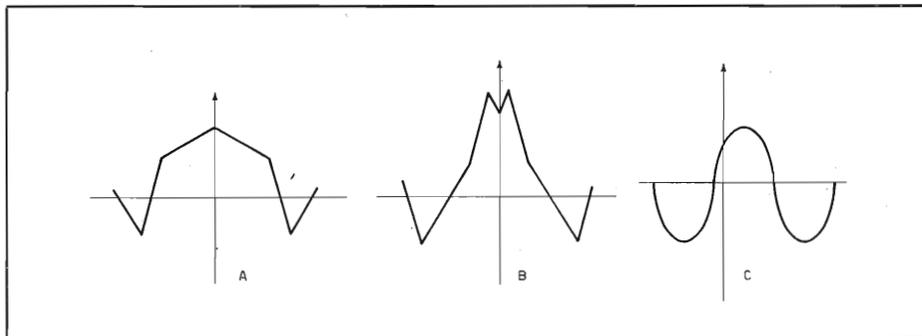



Fig. 2 - A) resistenza R33 troppo grande; B) resistenza R33 troppo piccola; C) R33 esattamente tarato.

oltanto un paio di strumenti natu-
ali hanno la possibilità di produrre
ın'onda che molto si avvicina alla
inusoidale: uno è il flauto e l'altro è
l tamburo. Il sintetizzatore può ri-
›rodurre comodamente il flauto misce-
ando due o più onde sinusoidali (es.:
ına e la sua 2°ottava) e passando il
utto attraverso il V.C.A. per conferi-
e al suono da dinamica propria di un
ale strumento a fiato: l'ADSR deve
ıvere zero release ed avere tempi di
ıttacco e caduta moderati. Anche le
grancasse, i congas, i bonghi, i muti e
qualsiasi altra percussione che non sia
niscelata a rumori metallici (come
ın rullante, per esempio) possono es-
sere semplicemente riprodotte dal sin-
etizzatore usando una sinusoide mol-
o smorzata (con un rapido decay).
Basta quindi usare la stessa configura-
zione di allacciamenti che si usa col
lauto (usando però una o due sinusoi-
di con frequenza più bassa) regolando
'ADSR (Gen. di inviluppi) per un
rapidissimo attacco, un percepibile
release ed un moderato decay (figura
3)

Ovviamente si dovrà usare come
sorgente di trigger per l'ADSR, un
gradino costante nel caso del flauto
ed un impulso unico per le percussio-
ni: altrimenti non ci sarebbe molta
differenza tra le due dinamiche.

FORMA IMPULSIVA

Innanzitutto ricordiamo cosa è il «duty factor» di un'onda impulsiva. Riferiamoci alla figura 4.

Le percentuali rappresentano i valori del «duty factor» nelle tre figure. Si prenda come riferimento la squadratura sopra la linea dello zero e si osservi, rispetto al periodo totale T, la durata (in percentuale) del picco stesso. La linea di zero è tale per cui risulta:

$$J = \int_{0}^{t} f(x)\, dx \qquad 0$$
$$x = t$$

Osserviamo ora la prima e l'ultima figura: sono diverse per «duty factor», ma, molto importante, l'orecchio umano non riesce a distinguere la differenza tra valori di «duty factor» che, sommati, diano 100%. Questo fatto verrà sfruttato in seguito. La figura centrale mostra invece la tipica onda quadra, cioè un «pulse» con «duty factor» del 50%. Ora quando il «duty factor» di un'onda impulsiva cambia accadono molte cose relativamente complicate, e musicalmente molto interessanti, al contenuto di armoniche dell'onda stessa. Innanzitutto quando l'impulso diventa più breve (cioè il «duty factor» decresce), diminuisce di ampiezza la fondamentale, mentre la ampiezza delle armoniche di ordine superiore aumenta considerevolmente. Allo stesso tempo c'è uno sfasamento relativo fra le componenti armoniche stesse che conferisce al suono un timbro quasi incredibilmente artefatto. Proprio come esperimento di inizio, montato tale modulo, pilotate con una tensione variabile una delle entrate controllo. Ovviamente dovrete prima aver connesso l'uscita a triangolo del V.C.O. al jack J1, preleverete poi il segnale dal jack J3 direttamente connesso all'amplificatore. Per pilotare le entrate controllo servirà ottimamente l'onda sinusoidale dell'oscillatore controllo regolato tra 1 e 3 Hz. Ovvio è che mentre la tensione di controllo va su e giù, contemporaneamente il «duty factor» dell'onda cresce e decresce e voi percepirete un significativo effetto dovuto al progressivo sfasamento. In pratica questo effetto è quello che voi notereste se ascoltaste il suono proveniente da un altoparlante che emetta un'onda quadra, ma che nel frattempo giri su se stesso.

Addirittura non notereste alcuna differenza fra i due suoni prodotti in maniera così diversa. Ovvio è poi che potrete pilotare le entrate controllo con una qualsiasi tensione variabile: in pratica usando una qualsiasi sor-

Fig. 3 - Inviluppi del flauto e percussioni

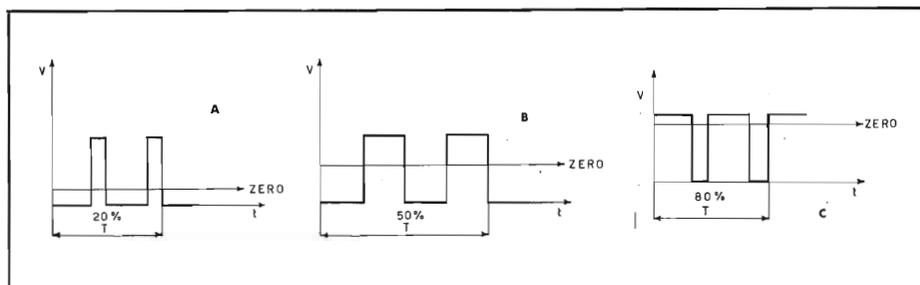



Fig. 4 - Varie percentuali di onde impulsive.

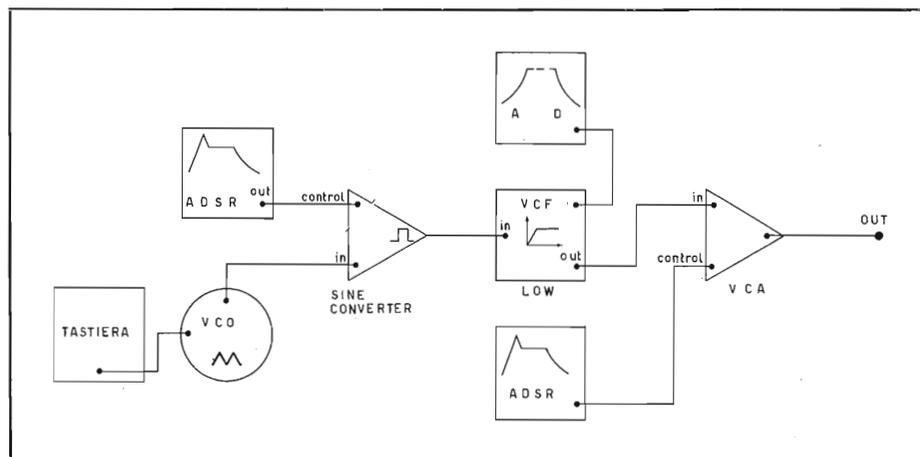



Fig. 5 - Schema a blocchi di un accoppiamento fra vari moduli.

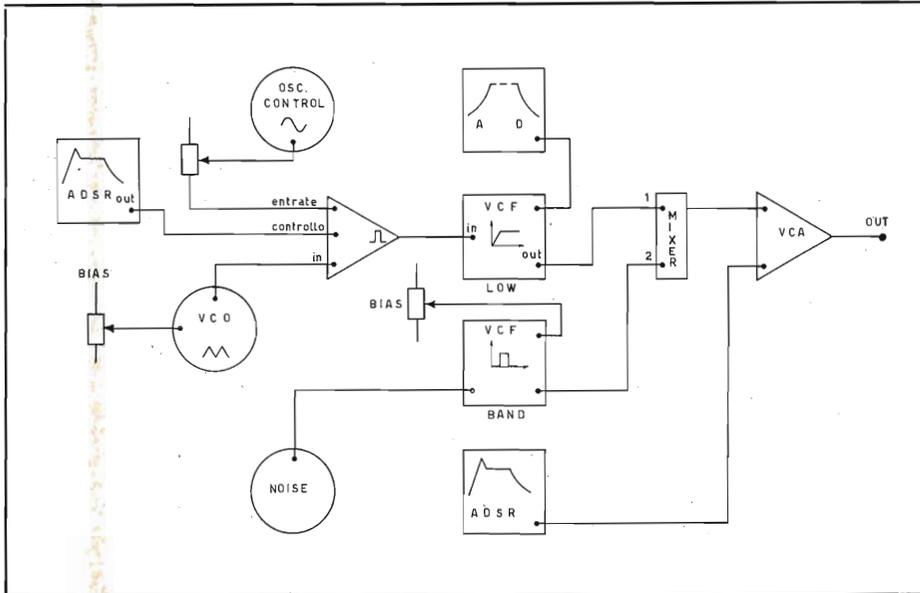



Fig. 6 - Schema a blocchi di un accoppiamento fra diversi moduli.

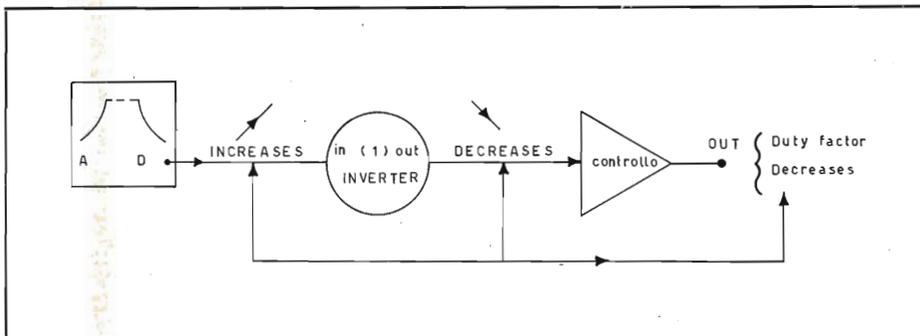



Fig. 7 - Singola tensione applicata a due entrate controllo.

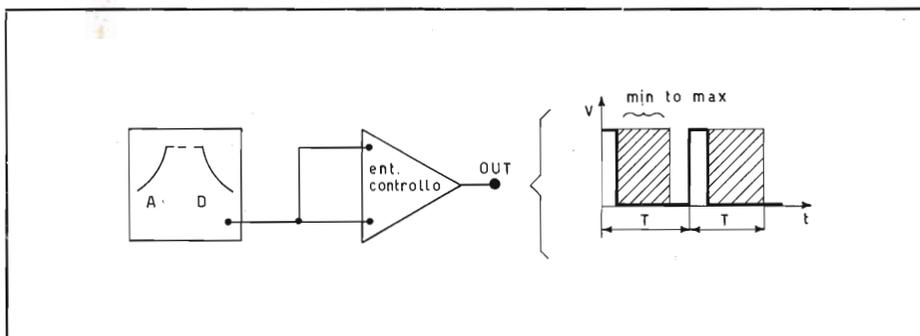



Fig. 8 - Sistema per invertire la tensione pilota.

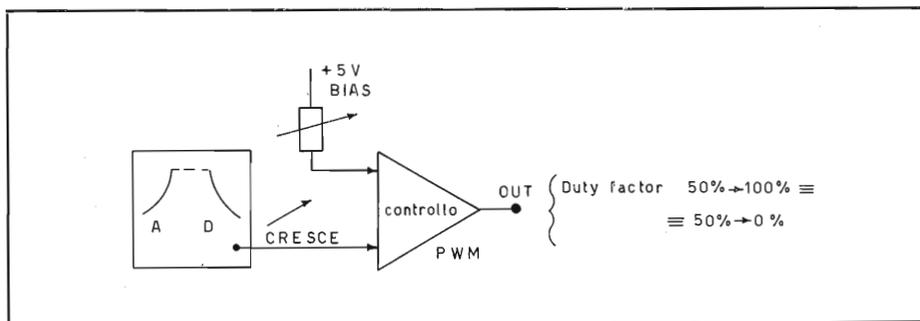



Fig. 9 - Sistema semplificato per un «Duty Factor» che varia da 50% a 0.

gente di inviluppi. Interessanti accor piamenti sono illustrati negli schem a blocchi di figura 5 e 6.

Con il secondo schema di conne: sioni, provate soprattutto le percu: sioni, regolando l'«amount» dell'osci latore di controllo e il filtro del nois fino a raggiungere l'effetto più scor certante (come volete voi o no?). Nc tate che si adopera un mixer: volend si può «sbattere» tutto dentro le du entrate del V.C.A. (0 dB e 3 dB). I mixer vero e proprio lo descriverem in un prossimo articolo.

Adesso che vi siete divertiti e che con questi rumoracci, avete fatto in ferocire tutto il condominio, è ora d approfondire l'argomento sullo sfrutta mento del Duty Factor. Da quanto stato detto precedentemente, avret notato che il Duty Factor è di 50% per una tensione controllo di +5 V ma che il circuito sopporta benissim un overange del 100%: cioè nulla s rompe quando a J4-J5-J6 la somm delle tensioni controllo equivale a cir ca 10 V. Anzi: ciò serve alle applica zioni che vi spiegheremo in seguito Tenete solo presente che quando avre te 9 ÷ 10 V alle entrate controll siamo in una situazione prossima all fig. 4-C che, sempre per quanto è sta to detto, non è poi molto differente per l'orecchio umano, dalla situazion di fig. 4-A. In poche parole un impul so di Duty Factor avrà lo stesso timbr di uno con Duty Factor = 90%. Or supponiamo che per qualche arcan ragione voi abbiate bisogno di un suo no che vari da un Duty Factor molt piccolo ad uno prossimo al 100%. S avete a disposizione solo una tension pilota da 0 a +5 V è facilissimo otte nere lo scopo prefissato: basta sem plicemente applicarla contemporanea mente a due entrate controllo (fig. 7)

Infatti il risultato di una tale con nessione è una apparente duplicazio ne della tensione pilota: in realtà è i circuito (passivo) sommatore che ri leva due volte (e quindi somma) la medesima tensione. Lo sfruttament del controllo in tensione ed il fatto che Duty Factor complementari a 100% siano equivalenti, ci permette di sfrut tare convenientemente il modulo an che per molte altre necessità. Suppo niamo che vogliate creare un timbr particolare, che richiede un'onda im pulsiva il cui Duty Factor diminuisc mentre la tensione di controllo, invece stia scendendo.

La prima cosa che viene in ment sarebbe quella di usare un invertitore per, appunto, invertire la tensione pi lota prima ancora di applicarla al no

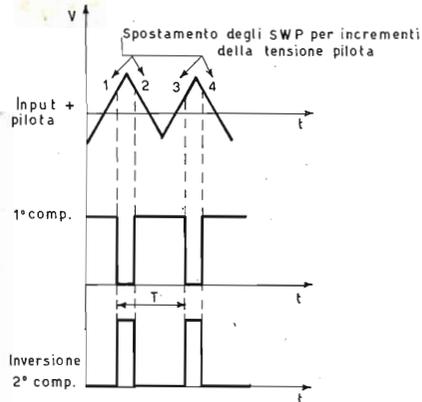



Fig. 10 -

stro modulo. Ciò lo potrete fare usando il modulo «Inverter/Buffer» che vi presenteremo in seguito.

Ecco il «patching» (figura 8).

Tutto ciò è ottimo ma complica soltanto le cose. Difatti, poiché il nostro udito non distingue se il Duty Factor, variando dal 50% stia crescendo o decrescendo, avvicinandosi allo 0% o al 100%, noi non dobbiamo fare altro che sommare, in una seconda entrata controllo, un «Bias» costante di +5 V, mentre lasceremo, così come è, in un'altra entrata controllo, la nostra tensione pilota. L'effetto risultante è che il Duty Factor ora parte dal 50% (0 V tensione pilota +5 V di Bias) e aumenta sempre più verso il 100% con l'aumentare della tensione pilota (tensione pilota +5 V Bias). Ma questo per quanto abbiamo detto prima, produce un suono identico ad un altro il cui Duty Factor vari da 50% allo 0%.

Ecco il «patching» (figura 9).

Ricordate che tale discorso, applicato qui in fattispecie a tale modulo, vale però in generale per molti (se non tutti) gli altri moduli che usano un circuito sommatore attivo o passivo. Se non vi ricordate tutto quello che sta a monte, date una ripassatina all'articolo sul V.C.A. che capirete ancora meglio, adesso.

LO SCHEMA ELETTRICO

Tutto il circuito di tale modulo si basa sullo sfruttamento dell'integrato LM 3900 o MC 3401P il cui involucro contiene quattro amplificatori differenziali che lavorano in corrente. Riferendoci allo schema elettrico disegnato (figura 12), osserviamo che quando un'onda triangolare è applicata all'entrata del modulo essa è ripulita da impulsi spurii e quindi è amplificata dal primo amplificatore (piedini 1-5-6) del DIP (dual in-line package),

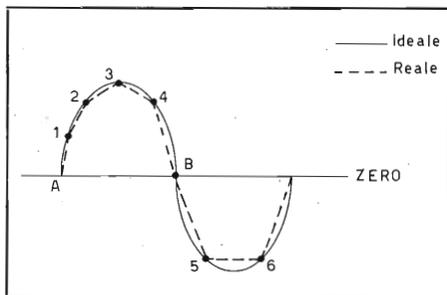



Fig. 11 - Sinusoide reale e quella effettivamente ottenuta con il 4° amplificatore.

ELENCO DEI COMPONENTI DI FIGURA 12

R1 = 6,8 kΩ
R2-R16-R18-R25 = 10 kΩ
R3 = 17 kΩ
R4-R12 = 39 kΩ
R5-R9-R15 = 150 kΩ
R6 = 330 kΩ
R7-R8-R11-R13-R14 = 680 kΩ
R10 = 1,8 MΩ
R17 = 220 kΩ
R19 = 680 Ω
R20 = 27 kΩ
R21-R22-R23 = 33 kΩ
R24 = 56 kΩ
R26 = 330 Ω
R27-R28 = 1 kΩ
R29 = 270 Ω
R30-R31 = 2,2 kΩ
R32 = trimmer 50 kΩ
R33 = trimmer 10 kΩ
C1 = μF 15 V elettrolitico
C2-C3-C4-C6-C7 = 2,2 μF 6 V elett.
C5 = 100 μF 15 V elett.
D1-D2-D3-D4-D5-D6-D7 = 1N914
A1-A2-A3-A4 = LM 3900 - MC3301P
J1-J2-J3-J4-J5-J6 = prese

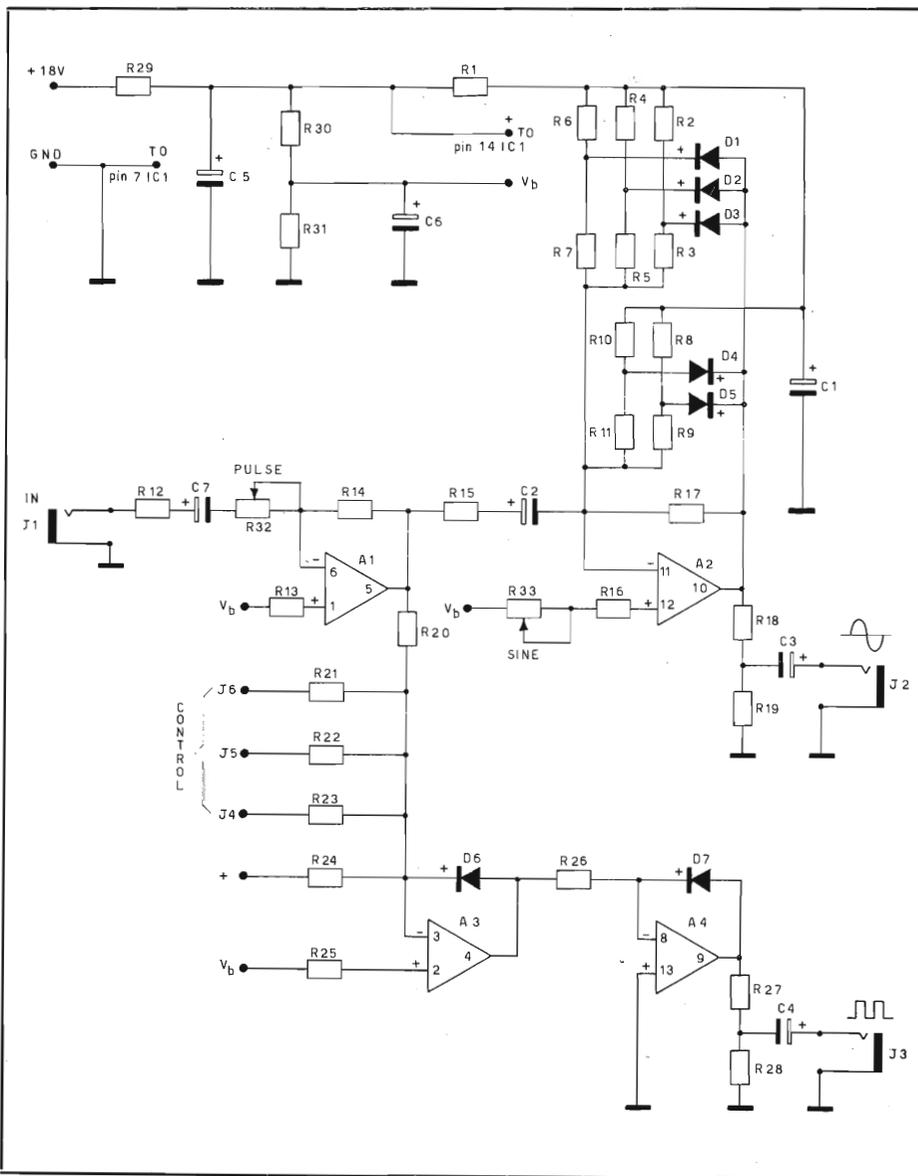



Fig. 12 - Schema elettrico del convertitore.

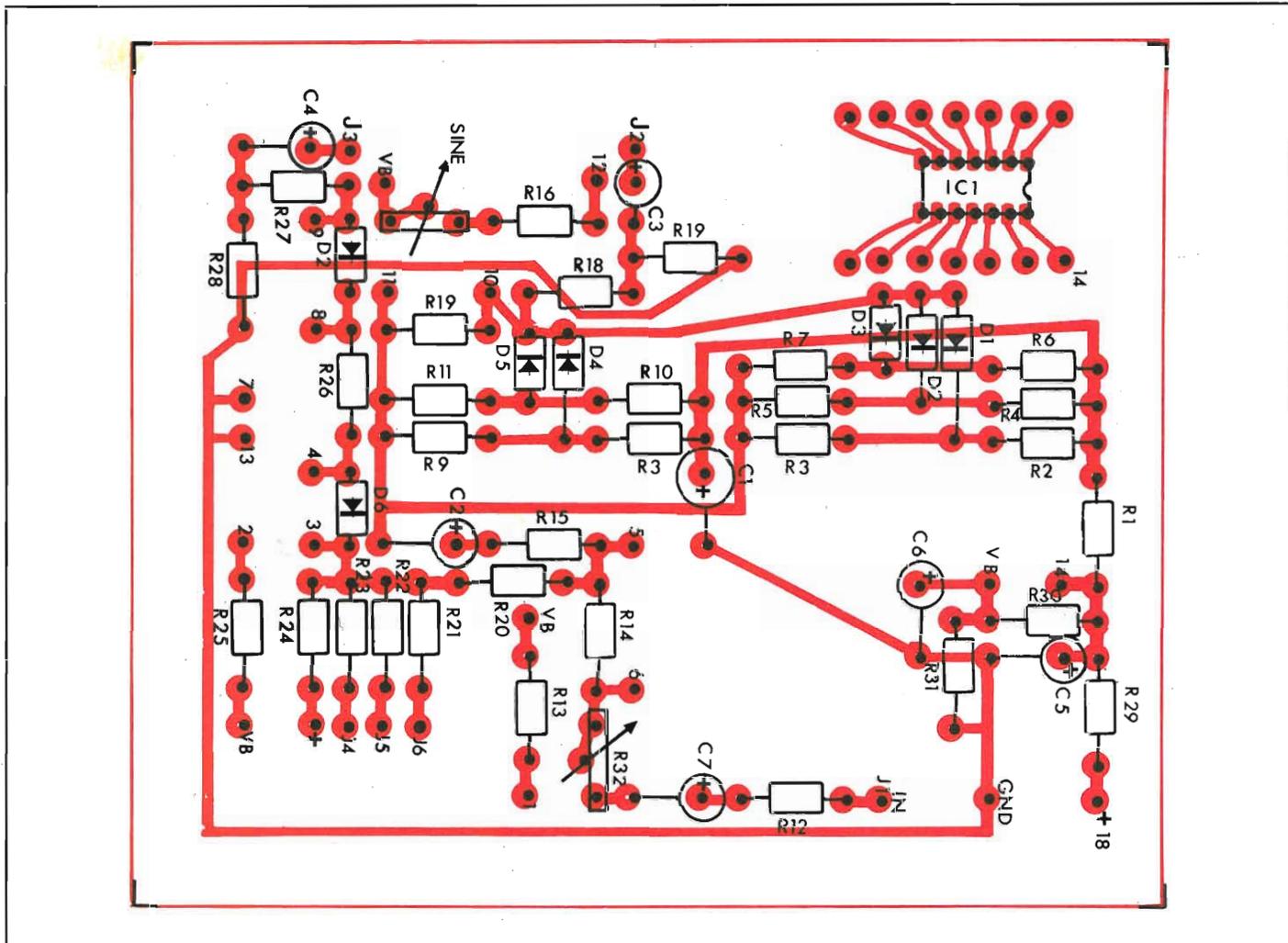



Fig. 13 - Serigrafia del circuito stampato del convertitore in scala 1 : 1.

prima di essere applicata al modulatore di ampiezza dell'impulso (due amplificatori piedini 2-3-4 e 8-9-13) e al convertitore in sinusoide (ultimo amplificatore piedini 10-11-12). Il trimmer in serie alla rete di ingresso (R32) regola il livello del guadagno del primo stadio, che può dunque essere variato per compensare le differenze di livello pep del segnale in entrata.

Il modulatore PWM è essenzialmente un comparatore-sommatore. La corrente che passa per R20, provocata dalla tensione applicata ai suoi capi (tensione che non è altro che l'onda a triangolo amplificata dal primo stadio) è aggiunta alla somma delle tre correnti prodotte dalle tensioni controllo applicate ai capi di R21-R22-R23. Questo flusso di corrente totale applicato all'entrata invertente (3) del secondo stadio del DIP, viene confrontato con una corrente di riferimento che, tramite R25, viene applicata al piedino 2, cioè all'ingresso non-invertente. Finché la corrente di riferimento che va all'amplificatore è maggiore del flusso totale che arriva al piedino 3, l'uscita 4 dell'amplificatore rimane «high»: alta. Notate che i valori delle resistenze sono stati calcolati in modo che, per un piccolo tratto di ogni ciclo dell'onda triangolare, la corrente che arriva al piedino 3 sia maggiore della corrente di riferimento, cosicché l'uscita 4 rimanga bassa e si abbia in uscita un'onda con strettissimi impulsi per una tensione controllo di 0 V. Quando la tensione controllo aumenta, rispetto a massa, la corrente totale che arriva all'ingresso invertente «—» dell'amplificatore, aumenta anch'essa, per cui i punti dell'onda triangolare, in corrispondenza dei quali il comparatore scatta si abbassano sempre più: ma così facendo si allontanano anche, per cui è sempre più grande il periodo di tempo tra i fronti di salita e di discesa dell'impulso.

Il risultato di tutto questo è quindi un impulso la cui larghezza aumenta col crescere della tensione controllo. Quando il comparatore scatta, a un livello alto o basso, esso di conseguenza mette in azione il terzo comparatore, che a sua volta inverte l'impulso ed inoltre squadra perfettamente i fronti di salita e discesa.

I diodi D6 e D7 hanno la funzione di tagliare i picchi a circa un volt, riducendo così l'altezza massima dell'onda e conseguentemente l'effetto della operazione di cancellatura che l'amplificatore effettua sull'ultimo impulso. I diodi inoltre alimentano direttamente le entrate invertenti dei due comparatori quando esse sarebbero polarizzate inversamente: se non ci fossero i diodi la presenza di un'unica polarizzazione (e anche inversa!) avrebbe conseguenze negative per il circuito e l'integrato.

Il convertitore in sinusoidale è del classico tipo con il circuito di controreazione non-lineare, che sfrutta, per ottenere ciò, il sistema a diodi e relativi punti di rottura o «break points». In figura 11 è illustrata una sinusoide reale e quella che, invece, effettiva-

mente si ottiene con il 4° amplificatore: difatti questa non fa altro che approssimare, essendo costruita con tratti di rette congiungenti, quello che è una vera sinusoide:

Fate pure che si cominci dal punto A nel confrontare le due sinusoidi. In questo preciso istante, allora, vuol dire che il Sine Converter è osservato quando l'onda triangolare in entrata sta salendo e parte dallo zero.

Il quarto amplificatore (piedini 10-11-12) è usato in modo tale che funzioni da invertitore: quando l'entrata presenta una tensione (corrente) che sale, sull'uscita essa verrà rilevata mentre sta decrescendo. A metà onda (punto A), tutti i diodi nella rete controreattiva sono polarizzati inversamente, cosicché l'unico elemento della rete controreattiva, per il quale ci sia conduzione, è la resistenza R17, che da sola, per ora, determina il guadagno dello stadio amplificatore e quindi determina la maniera in cui la tensione all'uscita dell'amplificatore cresce. Ciò corrisponde al segmento uno della fig. 11. Ma poi la tensione in uscita raggiunge un livello tale per cui essa è maggiore della tensione presente al punto 1 dello schema elettrico (il partitore è qui formato da R6 e R7). Ecco che adesso D1 è polarizzato direttamente e mette in parallelo R7 con R17 determinando un guadagno minore nello stadio amplificatore, e quindi avremo un nuovo segmento (il 2 di fig. 11) con una minore inclinazione rispetto alla linea di zero. Poi la tensione in uscita cresce ancora sino a raggiungere il punto in cui D2 viene pur esso polarizzato direttamente, mettendo in parallelo R5 con R7 e R17, e ancora, diminuito il guadagno, si ha un nuovo segmento con una inclinazione ancora minore (il n. 3 di fig. 11). Finalmente D3 conduce anch'esso e così R3 è aggiunta al parallelo precedente. Risultato: il segmento 4. Siamo alla sommità dell'onda ed ora che si discende si ripete tutto al contrario: a poco a poco ognuno dei diodi viene ripolarizzato inversamente e così ne viene fuori una ulteriore sequenza di segmenti, ma tutti in discesa. Ecco poi che si raggiunge il punto B: adesso entrano nel discorso i diodi D4 e D5 che, uno dopo l'altro, vengono polarizzati direttamente producendo guadagni tali per cui si hanno i segmenti 5 e 6 di fig. 11. Ci vorrebbe, in verità, un 7° segmento (punto di rottura) per avere perfetta simmetria: ma poiché l'onda prodotta dal V.C.O. è già arrotondata in basso, è inutile complicare ulteriormente il circuito. Eventualmente, se usate un'onda perfettamente triangolare, potrete aggiungere un altro diodo oltre D4 e D5 calcolandovi sperimentalmente il partitore: il che non è difficile disponendo di un oscilloscopio.

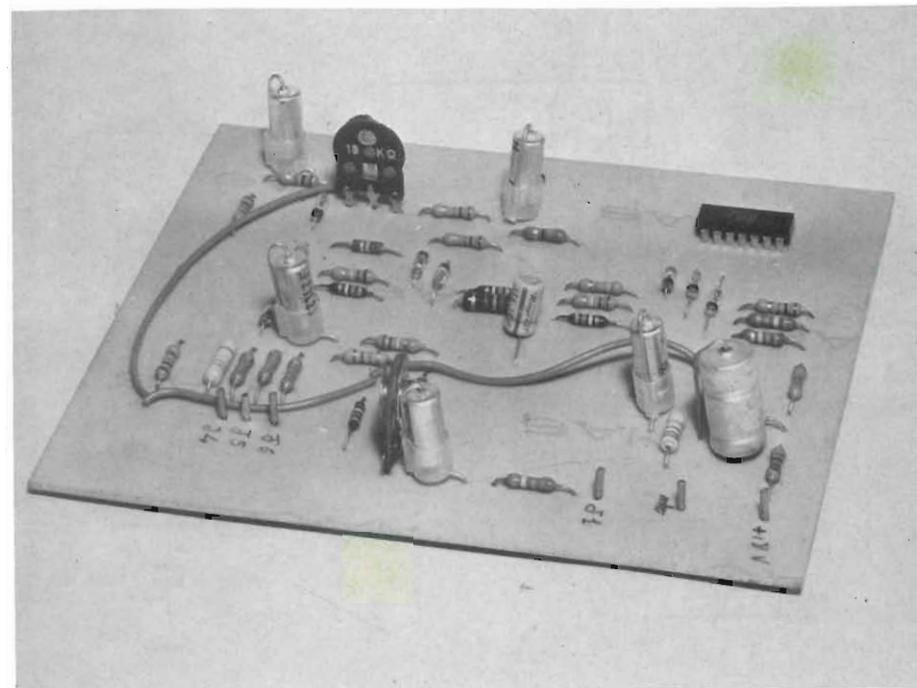



Fig. 13/A - Prototipo del convertitore a montaggio ultimato.

GLISSATO

SCHEMA ELETTRICO

In parole povere questo circuito non è altro che un circuito R/C aggiunto all'uscita del circuito campionatore. Vedi figura 14.

La figura mostra pure approssimativamente quale sia la situazione alle entrate controllo del V.C.O. Qui le resistenze siglate Ri sono quelle poste in entrata al circuito sommatore del V.C.O. Il valore di queste resistenze determina direttamente il guadagno dell'amplificatore sommatore e conseguentemente il modo con cui la tensione di controllo viene convertita in una certa frequenza. Notate che in questo semplice circuito il potenziometro che determina la costante di tempo del glissando (Rt) appare anche in serie con la resistenza Ri all'entrata dell'amplificatore sommatore, cosicché quando si aumenta il tempo del glissando, l'uscita dell'amplificatore sommatore all'interno del V.C.O. decresce, dando come risultato una nota che scende più o meno lentamente da una tonalità all'altra. In tale circuito l'effetto di questa resistenza Rt è rimosso dall'ingresso del V.C.O. «buffer» costituito da IC1.

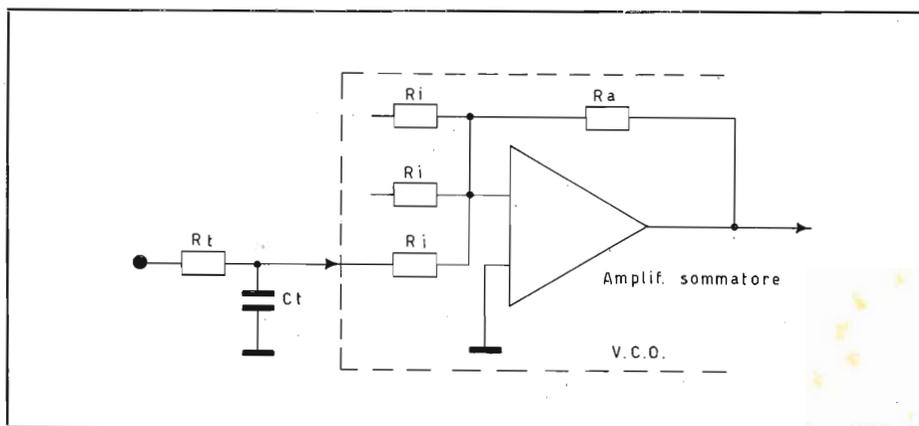



Fig. 14 - Schema di principio del glissato.

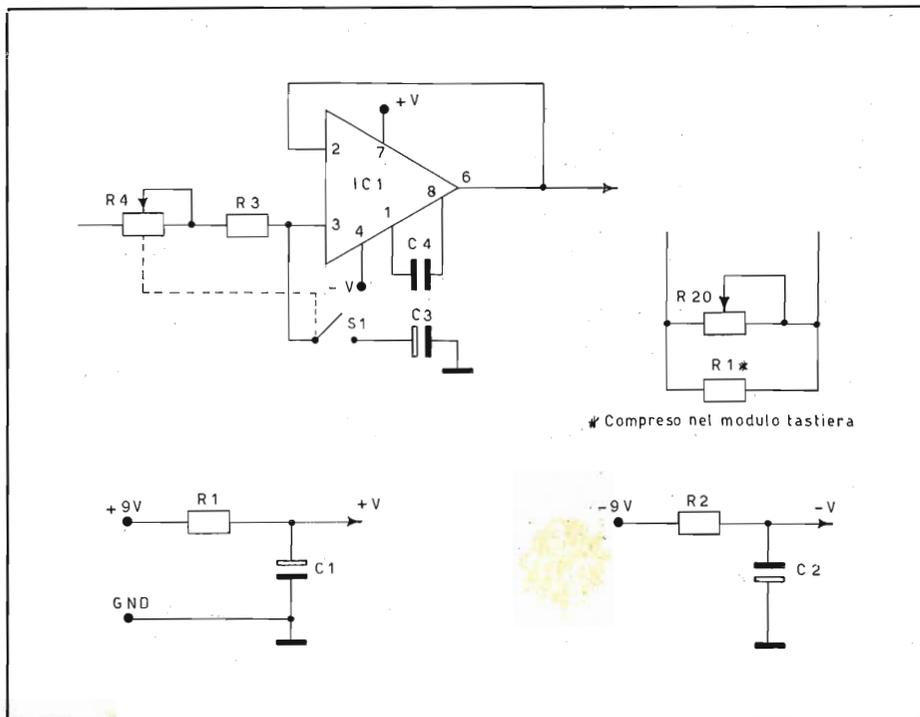



Fig. 15 - Schema elettrico del glissato.

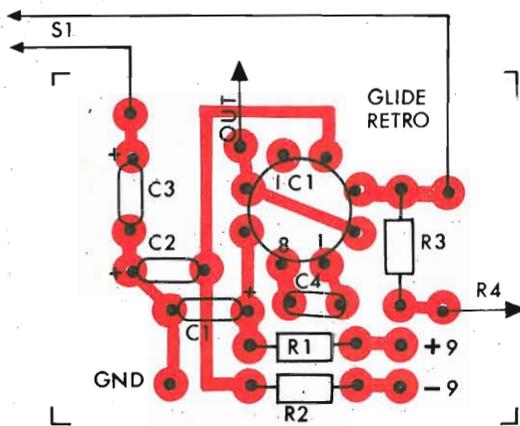



Fig. 16 - Serigrafia del circuito stampato del glissato in scala 1 : 1.

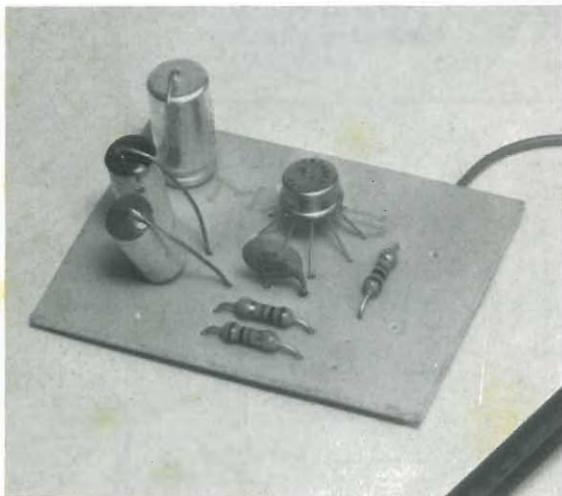



Fig. 16/A - Prototipo del glissato a montaggio ultimato.

ELENCO DEI COMPONENTI DI FIGURA 15

R1-R2-R3	=	**1 kΩ**
R4	=	**potenziometro 100 kΩ regolazione glissato con interruttore SI**
C1-C2	=	**32 μF elett. 16 V**
C3	=	**2,2 μF elett. 16 V**
IC1	=	**μA 748**
C4	=	**5.000 pF**

L'impedenza di uscita di questo circuito integrato è infatti così piccola che confrontata a quella di ingresso del V.C.O. è praticamente trascurabile. Per interdire il funzionamento del glissato, S1 provvede a staccare dal circuito il condensatore C3. I due circuiti R1/C1 e R2/C2 sono filtri disaccoppiatori dell'alimentazione.

COLLAUDO E TARATURA

Preparate così il sintetizzatore: inserite l'uscita del glissato all'entrata controllo del V.C.O. e l'uscita del V.C.O. ad un amplificatore di BF; dato che il potenziometro regolazione glissato è provvisto di interruttore, ruotatelo in senso antiorario finché non scatti (posizione di spento). Premete un tasto, rilasciatelo e premetene uno che sia di tonalità più bassa del primo. La nota deve cambiare senza che vi sia alcun rimarchevole slittamento che indica il glissato. Verificate e siate sicuri che nulla sia cambiato ora, con la situazione precedente (senza glissato): va tutto bene se ogni cosa procede come prima della modifica. Ora ruotate il potenziometro e portatelo a circa metà corsa. Premete ancora un tasto, rilasciatelo e premetene uno di tono inferiore al primo: la nota deve passare dolcemente da un tono all'altro. Questo indica il glissato. Più si ruota in senso orario il potenziometro, più lungo diviene lo scivolamento da una nota all'altra. Come massimo tempo si dovrebbero avere circa due secondi per ottava. L'effetto di glissato non modifica peraltro le uscite a «gradino» e «impulsiva» della tastiera.

FUNZIONAMENTO

Pitch: nulla è cambiato; questo potenziometro permette ancora di alzare la tastiera di una ottava girandolo completamente in senso orario, mentre una sua rotazione in senso antiorario fa diminuire la tensione in uscita fornita da ogni singolo tasto.

Trigger a gradino: dà una tensione in uscita che sale sino a +5 V non appena si preme un tasto e che permane a tale valore sinché il tasto non viene rilasciato.

Trigger impulsivo: dà una tensione in uscita che ha un rapido picco a +5 V e poi cade subito a zero.

Uscita: dà una tensione in uscita che è proporzionale al tasto premuto.

Glissato: è il solo nuovo controllo. Si spegne ruotando completamente in senso antiorario il potenziometro sinché non scatta l'interruttore. Man mano che, invece, lo si ruota in senso orario, aumenta l'intervallo di slittamento fra una nota e l'altra.

Termostato elettronico

Lo scopo di un termostato è quello di impedire che la temperatura di un liquido, di un solido o di un ambiente salga o scenda oltre un valore prefissato.
Il circuito che presentiamo, di costo non elevato e di facile realizzazione, può egregiamente sostituire qualsiasi termostato meccanico, garantendo un grado elevato di stabilizzazione della temperatura.

di ALEPH

I termostati più diffusi sono quelli meccanici, formati da una lamina bimetallica che modifica la propria forma in dipendenza della temperatura. Tale modificazione agisce, tramite particolari leve, su una o più coppie di contatti, il cui compito è quello di controllare l'erogazione di calore da parte dell'elemento riscaldante.

I termostati meccanici, oltre ad essere soggetti all'usura dei contatti, soprattutto se percorsi da forti correnti, sono piuttosto imprecisi nella stabilizzazione della temperatura. Ciò a causa dell'abbastanza ampio intervallo di temperatura fra l'apertura e la chiusura dei contatti; tale intervallo, per i tipi più diffusi, si aggira intorno a parecchi gradi centigradi. Inoltre la relativamente grossa massa metallica della sonda, rende i termostati meccanici inadeguati al controllo di piccole quantità di liquido o di piccoli oggetti.

Un circuito termostatico è formato di tre parti fondamentali: una sonda che rilevi la temperatura del corpo sotto controllo; un particolare amplificatore a soglia, che determini se tale temperatura è sopra o sotto il valore voluto; un circuito di potenza che controlli l'elemento riscaldante.

Abbiamo scelto come sonda un diodo al silicio. E' noto infatti che la differenza di potenziale (ddp) fra i terminali di una giunzione P/N varia al variare della giunzione stessa. Questo fatto, che provoca non pochi problemi per i progettisti di circuiti elettronici, può essere sfruttato positivamente per ottenere l'indicazione della temperatura di un corpo.

La relazione fra ddp di una giunzione e temperatura è una relazione inversa: temperatura e ddp sono due grandezze inversamente proporzionali, nel senso che se la prima aumenta, la seconda diminuisce, e viceversa. Nel caso del comunissimo 1N914 (qui utilizzato), il coefficiente di proporzionalità tra le due grandezze (e quindi, in altre parole, la sensibilità del diodo al variare della temperatura) è −2 mV/°C. La differenza di potenziale ai capi della giunzione dell' 1N914 è di circa 600 mV a 0 °C: quindi 500 mV a 50 °C; 400 mV a 100 °C, e così via. «En passant», è bene ricordare che il diodo sopporta solo temperature comprese fra −60 e +175 °C.

Il diodo è inserito in un semplice circuito ponte (fig. 1). E' evidente che la tensione nel punto A del ponte dipende dalla ddp ai capi del diodo, la quale a sua volta è funzione della temperatura del diodo stesso. La tensione nel punto B varia a seconda della regolazione di P. Per ciascuna posizione di P, dunque, esiste una sola temperatura del diodo (e quindi dell'oggetto o del liquido sotto controllo), per cui il ponte è in equilibrio. Un amplificatore operazionale rileva lo stato di equilibrio o di squilibrio del ponte, amplificando notevolmente le pur minime differenze di tensione fra i punti A e B.

Un circuito di questo genere, piuttosto delicato (si tratta di rilevare variazioni dell'ordine di frazioni di millivolt) richiede una alimentazione ragionevolmente stabile. Da qui la scelta dell'integrato 723, che contiene al

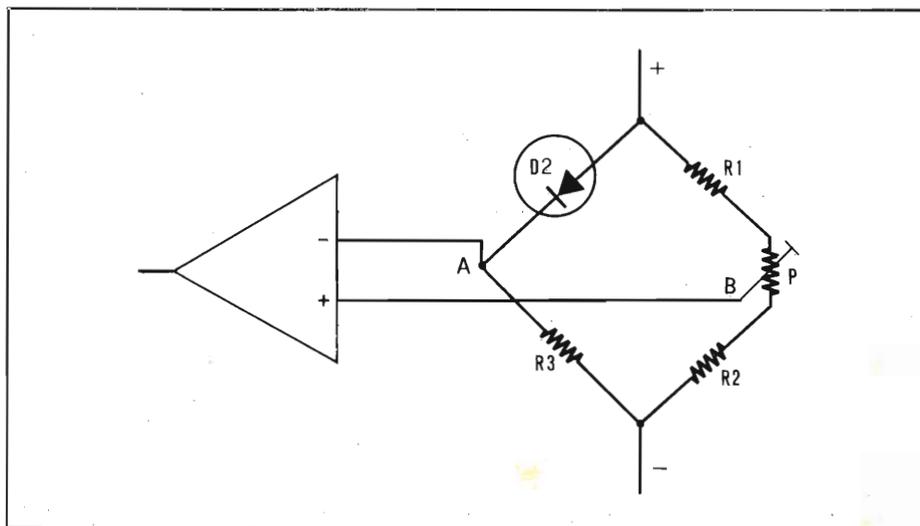



Fig. 1 - Ponte di misura della temperatura. La sonda è costituita dal diodo D2. L'operazionale rileva lo stato di equilibrio o squilibrio del ponte.

suo interno una sorgente di tensione estremamente costante. Tale tensione (circa 7 volt) rende stabile il funzionamento del ponte di misura descritto sopra, rispetto alle variazioni della tensione che alimenta l'intero circuito.

Il 723 contiene inoltre un amplificatore operazionale ed un transistore d'uscita, come è possibile vedere dalla fig. 2. L'integrato è nato per essere applicato in circuiti stabilizzatori di tensione; vale veramente la pena di spenderci qualche parola (qualcuna soltanto, s'intende) per capire «cosa c'è dentro».

Un occhio alla fig. 2, per favore. Il blocco A è la sorgente della tensione di riferimento (= una tensione estremamente stabile, che serve come termine di paragone della tensione di uscita d'uno stabilizzato). E' costituita da uno zener percorso da corrente costante e compensato in temperatura; la compensazione è ottenuta ponendo in serie allo zener la giunzione BE di un transistore, e calcolando il punto di funzionamento di questo in maniera tale che la variazione della V_{BE} del transistore rispetto alla temperatura (variazione negativa) neutralizzi esattamente la variazione (positiva) del diodo zener.

Il blocco B è un amplificatore operazionale, in cui la coppia di transistori d'ingresso è connessa ad una rete a corrente costante che ne stabilizza il funzionamento. Il blocco C contiene il transistore d'uscita (regolatore serie in circuiti d'alimentazione), uno zener (impiegato in circuiti stabilizzatori shunt) ed un transistore supplementare, che può fungere da limitatore di corrente.

Il 723 merita una lode per le moderne tecnologie costruttive che hanno permesso la sua realizzazione: al suo interno troviamo infatti, oltre a transistori bipolari e a diodi zener, anche un FET a canale N (è la prima volta che un FET viene integrato in un circuito lineare), un condensatore MOS e dei resistori tipo pinch.

Analizzando lo schema completo della realizzazione qui presentata (fig. 3), possiamo notare come la sorgente di tensione costante alimenti il ponte di misura (D2/R3 - R1/P/R2); come il blocco B dell'integrato venga utilizzato come amplificatore della differenza di potenziale fra i punti intermedi del ponte (catodo D2/cursore P - vedi anche fig. 1); come il transistore d'uscita (sempre interno all'integrato-blocco C), formi con R4 un partitore variabile.

Ogni variazione di temperatura si manifesta quindi come squilibrio del ponte e come variazione della tensione ai capi di R4.

L'UJT (transistore unigiunzione) collegato come nello schema di fig. 3, forma un oscillatore a rilassamento. La condizione che un circuito del genere oscilli, è che la tensione fra E e massa sia superiore ad un certo valore, tipico dell'UJT impiegato. Se il circuito oscilla, ai capi di R6 sono presenti impulsi ad alta frequenza, impulsi atti a pilotare il TRIAC (fig. 4).

L'UJT, quindi, oltre a comportarsi come sensibile interruttore a soglia (oscilla solo se la tensione ai capi di R4 supera un valore determinato circa 5 volt), funge da circuito pilota del TRIAC.

Ammettiamo di avere a disposizione una certa quantità di liquido a 20 °C; si interessa portare la temperatura del liquido a 70 °C, mantenendola il più possibile costante intorno a tale valore. Immergeremo la sonda D2 nel liquido e collegheremo l'elemento riscaldatore a valle del TRIAC; regoleremo P per 70 °C.

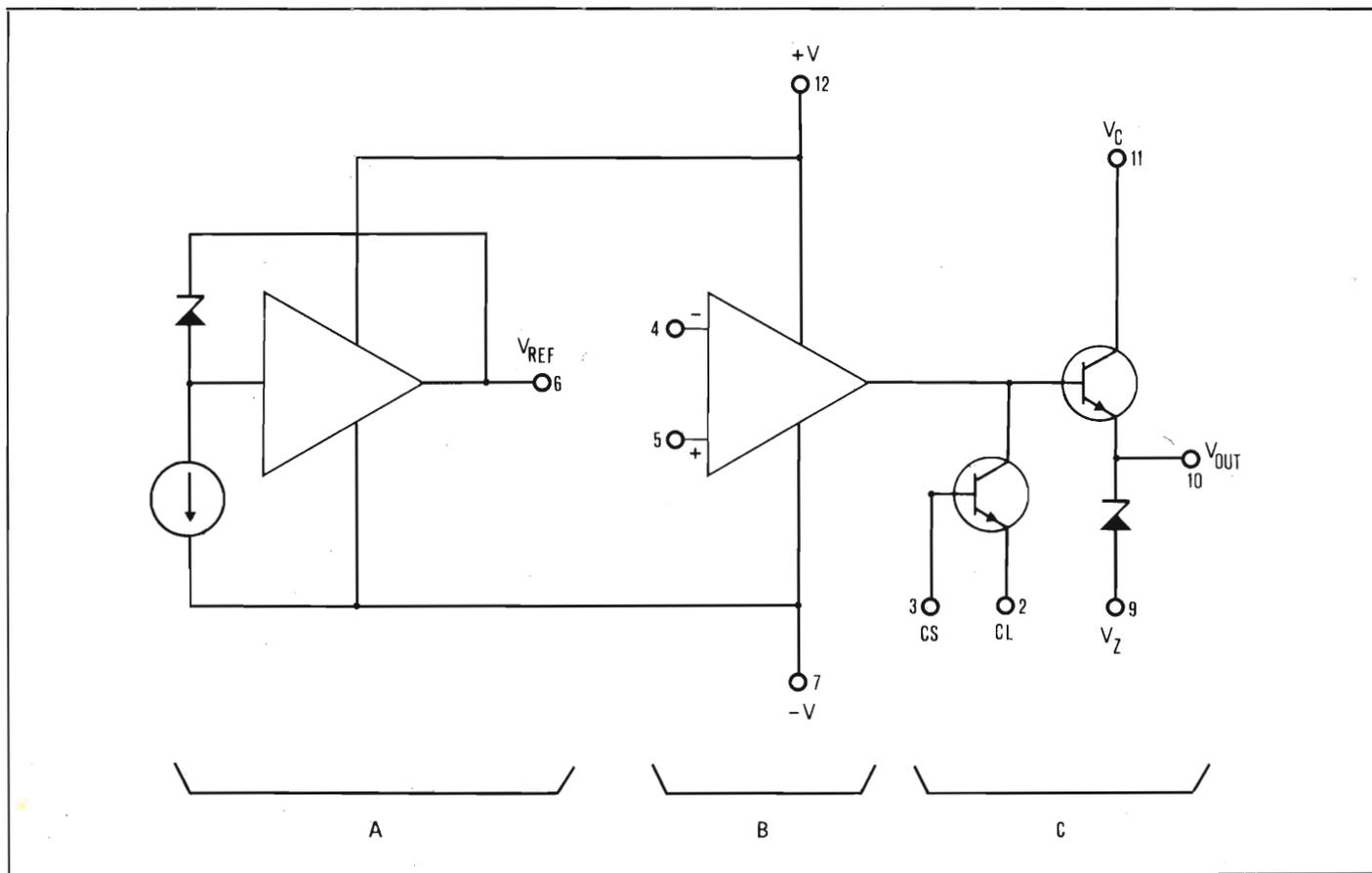



Fig. 2 - Schema a blocchi del circuito interno all'integrato 723.

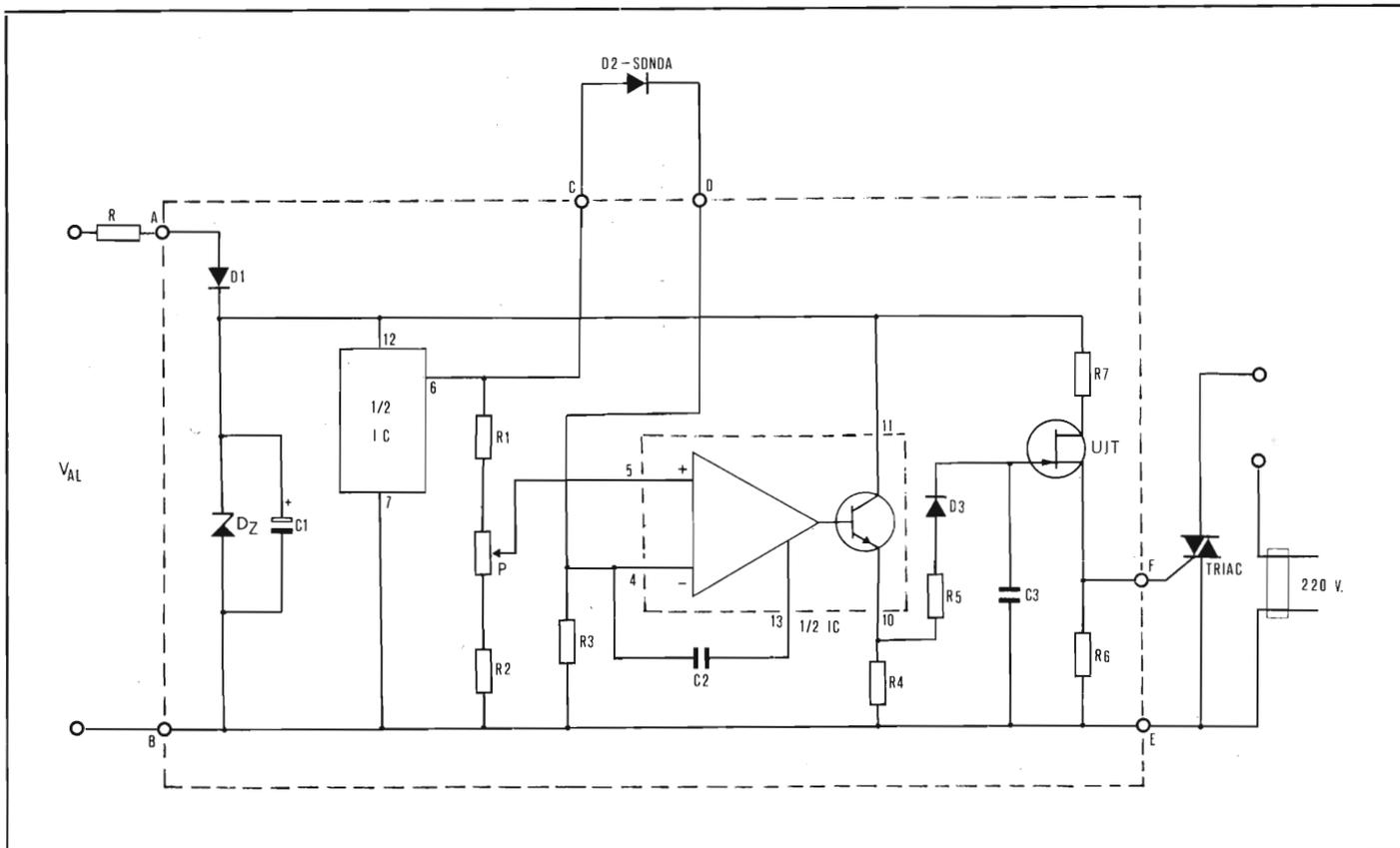



Fig. 3 - Schema elettrico del termostato elettronico. I componenti racchiusi nel rettangolo tratteggiato trovano posto sulla basetta stampata di fig. 5.

Poiché inizialmente il liquido è molto più freddo rispetto al valore per cui abbiamo stabilito l'equilibrio del ponte, all'ingresso • dell'amplificatore operazionale è presente una tensione negativa rispetto all'ingresso + (ricordiamoci che la ddp del diodo è inversamente proporzionale alla temperatura). Tale tensione si manifesterà come tensione positiva all'uscita dell'operazionale, cosa che porterà il transistore interno all'integrato in conduzione. Una elevata tensione positiva è presente ai capi di R4, sufficiente a che l'UJT oscilli portando il TRIAC in conduzione. L'elemento riscaldatore riceve tensione, innalzando la temperatura del liquido.

Quando il liquido arriva a 70°, il ponte raggiunge l'equilibrio: la tensione ai capi di R4 crolla e l'UJT interrompe le oscillazioni, «spegnendo» il riscaldatore. Appena però la temperatura scende sotto i 70°, la tensione ai capi di R4 torna a salire, l'UJT a oscillare e la corrente a scorrere nel riscaldatore. E così via.

Con i collegamenti di fig. 3, il nostro termostato «chiude» il circuito esterno quando la temperatura della sonda scende **sotto** il valore prefissato. Cioè impedisce che la temperatura di un liquido, un oggetto o un ambiente scenda sotto il valore limite; non può però impedire che salga anche notevolmente sopra tale valore. In ciò non differisce dai termostati meccanici.

Scambiando gli ingressi dell'operazionale, cioè collegando l'ingresso invertente (—) al cursore di P e l'ingresso non invertente (+) al catodo di D2, il circuito esterno verrà «chiuso» quando la sonda indicherà una temperatura **superiore** ad un valore limite. Ad esempio, connettendo il termostato ad un ventilatore o un refrigeratore d'aria, è possibile far sì che la temperatura d'un ambiente non sal-

ELENCO DEI COMPONENTI

R1	:	resistore da 470 Ω 1/4 W 5%
R2	:	resistore da 22 KΩ 1/4 W 5%
R3	:	resistore da 12 KΩ 1/4 W 5%
R4	:	resistore da 3,9 KΩ 1/4 W 5%
R5	:	resistore da 3,3 KΩ 1/4 W 5%
R6	:	resistore da 47 Ω 1/4 W 5%
R7	:	resistore da 1 KΩ 1/4 W 5%
R	:	(vedi testo)
P	:	trimmer da 1 KΩ
C1	:	condensatore elettrolitico da 500 µF / 15 V
C2	:	condensatore a disco da 100 pF
C3	:	condensatore da 33 nF / 50 V
IC	:	integrato 723 (contenitore dual-in-line)
UJT	:	2N2646 o equiv.
D1	:	diodo 1N4007 o equiv.
D2	:	diodo 1N914
D3	:	diodo BA128
D_z	:	diodo zener da 15 V / 1 W
TRIAC	:	(vedi testo)

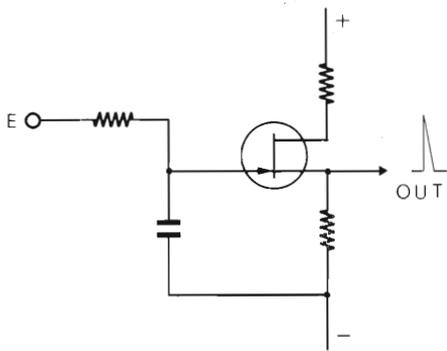



Fig. 4 - Schema di principio di un oscillatore a rilassamento impiegante un transistore unigiunzione. Il transistore oscilla solo se la tensione fra il punto E ed il negativo è superiore ad un certo valore, tipico dell'UJT impiegato in relazione agli altri componenti del circuito.

ga mai sopra un certo valore.

L'alimentazione dell'integrato e dell'UJT è garantita costante da D_Z e filtrata da C1.

MONTAGGIO

Tutte le parti, che nello schema di fig. 3 sono racchiuse all'interno del rettangolo tratteggiato, trovano posto su una basetta stampata di circa 40x60 mm. Il disegno delle parti ramate e la relativa disposizione dei componenti è in fig. 5.

Dato che il circuito non è percorso da correnti o tensioni particolari, qualsiasi altro cablaggio (fatto però senza errori) andrà bene e non comprometterà il funzionamento dell'insieme. Una comunissima basetta perforata garantirà ad esempio un montaggio veloce e nello stesso tempo sufficientemente stabile ed elegante.

Il circuito non usa nessun componente critico o di difficile reperibilità. Sconsigliamo comunque di usare pezzi di recupero o componenti «strausati» in altri montaggi: questi, infatti, di solito presentano una notevole instabilità compromettendo la precisione del termostato. E' bene non sostituire l'1N914 (D2) con diodi di tipo diverso: il ponte R1/R2/P/R3 è calcolato per la ddp tipica dell'1N914; per altri tipi può risultare necessario ritoccare il valore di R1.

Abbiamo scelto il 723 in contenitore dual-in-line perché è facile e pratico montarlo su uno zoccolo. Gli zoccoli per integrati costano poche lire, ma ne fanno risparmiare molte: si elimina la possibilità di surriscaldare i terminali dell'integrato, e si può inserirlo e sconnetterlo dal circuito con comodità e senza pericolo di danneggiarlo.

I parametri fondamentali (corrente-tensione) del TRIAC vanno scelti in dipendenza del riscaldatore usato.

L'oscillatore a rilassamento costituito dall'UJT fornisce impulsi abbastanza ampi per innescare anche i triac con il gate più «duro». E' più prudente scegliere un TRIAC che sopporti una corrente abbastanza più grande di quella del riscaldatore, perché molto spesso questo assorbe a freddo una potenza molto superiore a quella di regime indicata dal costruttore.

Nella maggior parte dei casi (riscaldatore alimentato dalla rete a 220 V potenza consumo non superiore al kilowatt) un T2800D della RCA o un TXAL226B della SILEC offrono un più che sufficiente margine di sicurezza. E' bene montarli su un piccolo dissipatore di calore.

Fig. 5 - Circuito stampato del termostato elettronico e relativa disposizione dei componenti.

Il valore di R (fig. 3, esterna al rettangolo tratteggiato) dipende invece dalla tensione che si ha a disposizione per alimentare il circuito del termostato. Può essere usata una tensione sia continua che alternata, poiché nel secondo caso il diodo D1 funge da raddrizzatore ad una semionda. Il circuito assorbe a 15 V (tensione di zener di D_Z) circa 10 mA; aggiungendo 15 mA per la corrente di zener, avremo che il circuito, per tensioni superiori a 15 V, assorbe complessivamente 25 mA. Il valore di R è quindi indicativamente dato dalla formula:

$$R\ (\text{in k}\Omega) = \frac{V - 15}{25},$$

dove V è la tensione che si ha a disposizione. Nel caso si tratti di una tensione alternata, è bene diminuire il valore di R di circa il 60% rispetto a quello dato dalla formula.

Una semplice configurazione circuitale impiegante il circuito qui presentato è quella di fig. 6. Le lettere si riferiscono allo schema di fig. 3 e alla fig. 5. Il resistore R (3,3 kΩ 10 W), insieme a D1, D_Z e C1 assicura la tensione necessaria ad un buon funzionamento dell'integrato e dell'UJT.

Una spia al neon posta in parallelo all'elemento riscaldatore indicherà, spegendosi, che il liquido o l'oggetto sotto controllo ha raggiunto la temperatura voluta.

Particolare attenzione e pazienza va dedicata alla preparazione della sonda e alla ricerca della miglior posizione reciproca della sonda e del riscaldatore, perché da questi due fattori dipende soprattutto il buon funzionamento e la prescrizione nella regolazione del circuito qui presentato.

Per ciò che riguarda la sonda, è necessario che l'1N914 sia da una parte elettricamente ben isolato dall'oggetto o dal liquido sotto controllo; dall'altra, realizzi con essi un buon contatto termico. La prima esigenza nasce dal fatto che, poiché l'elemento riscaldante è alimentato dalla rete-luce, è piuttosto facile che parte della tensione si disperda nel liquido o nell'oggetto riscaldato (se questo è metallico). Data l'alta impedenza d'ingresso dell'integrato, tali correnti disperse possono venire amplificate da questo, falsandone il funzionamento. D'altronde, la giunzione del diodo deve poter rilevare anche le più piccole variazioni di temperatura del corpo riscaldato.

Abbiamo montato il diodo all'estremo di un cavetto per BF, come si può vedere dalle fotografie. Se la sonda

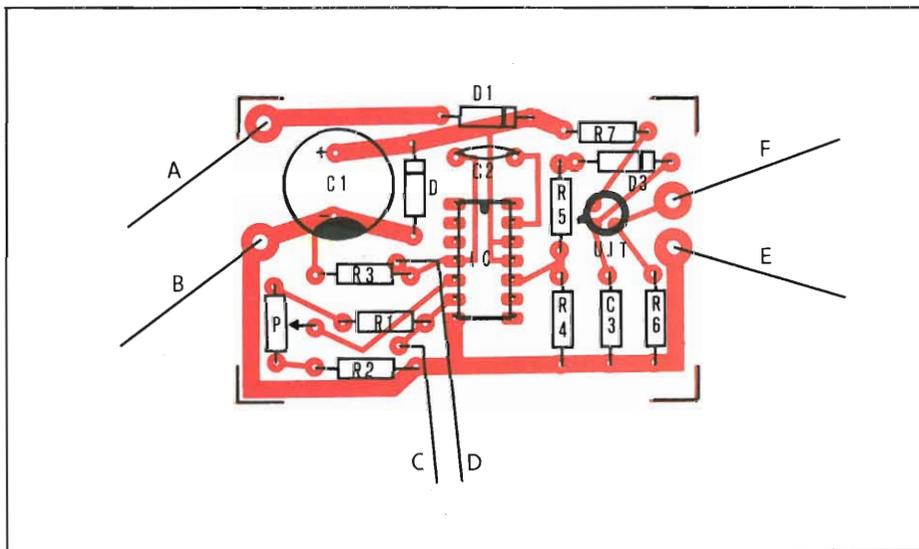
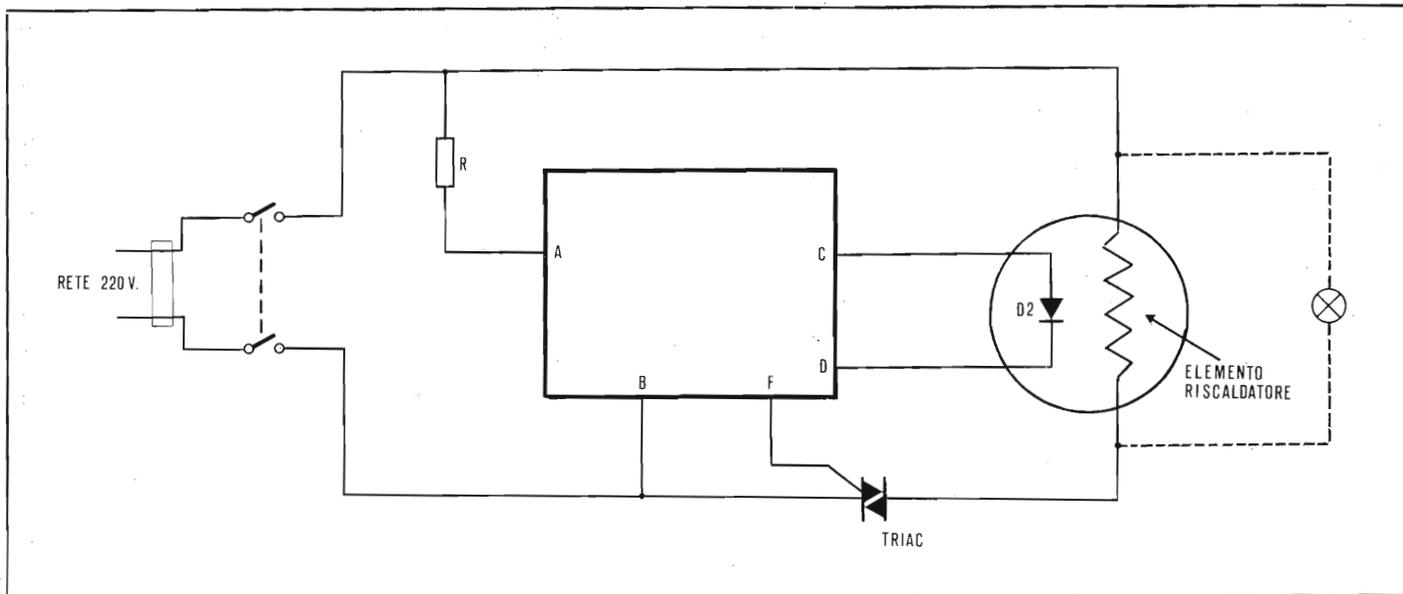



Fig. 6 - Semplice configurazione circuitale impiegante il termostato elettronico qui presentato. Il resistore R è da 3,3 kΩ, 10 W. Le lettere si riferiscono allo schema di fig. 3 ed alla fig. 5.

viene usata per temperature basse (0°/40°) è sufficiente ricoprire il diodo con uno strato sottile ma continuo di vernice isolante, avendo magari cura di rinnovarla di tanto in tanto.

Per liquidi a temperatura superiore, per bagni con sostanze particolarmente corrosive, è sconsigliabile infilare il diodo in un sottile tubo di vetro chiuso ad una estremità; un po' di grasso al silicone (di quello usato per i dissipatori per transistori) riempirà lo spazio fra il diodo e le pareti del tubo.

Analogamente, se si tratta di dover controllare la temperatura di una massa metallica, è possibile inserire il diodo in un tubetto metallico (rame, ottone, alluminio) schiacciato ad una estremità, riempito di grasso al silicone e sigillato con del mastice. All'estremità schiacciata può essere praticato un foro che permetta di bullonare la sonda alla massa metallica.

Un'altra cosa molto importante è la posizione reciproca della sonda e del riscaldatore rispetto al corpo riscaldato. Se, infatti, sonda e riscaldatore sono lontani fra loro, il calore emesso dal primo impiegherà un certo tempo a raggiungere la seconda; l'inerzia termica porterà il sistema in «pendolazione»: la temperatura del corpo tenderà ad oscillare fra due valori magari discosti qualche grado, senza trovare un equilibrio.

Se però, caso contrario, sonda e riscaldatore, pur essendo ravvicinati, sono disposti male rispetto alla massa totale del liquido o dell'oggetto, si avrà che solo una parte di questi viene mantenuta alla temperatura voluta,

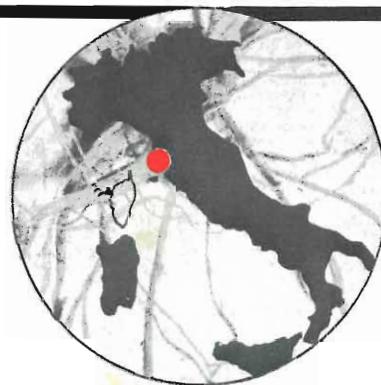
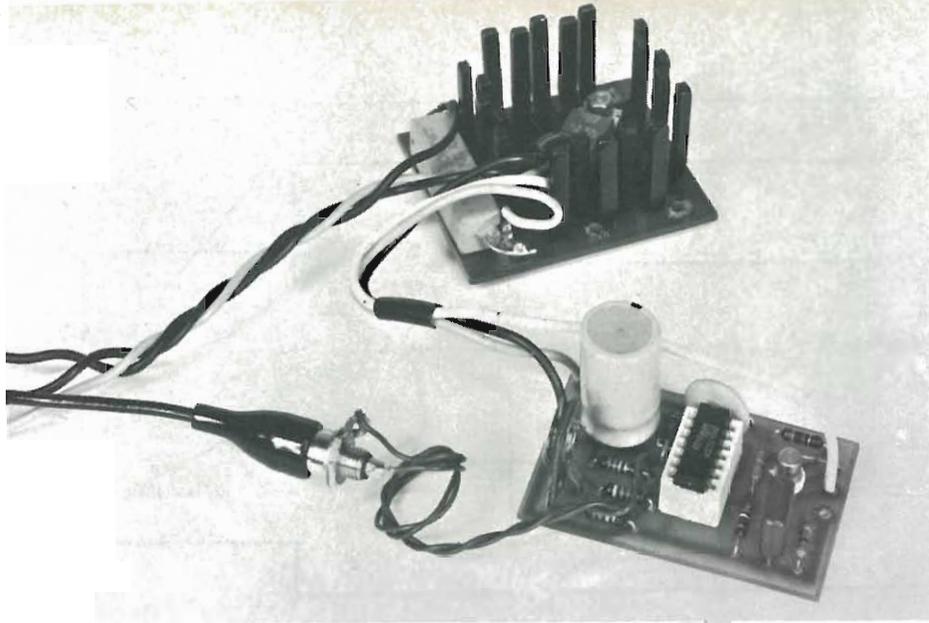



Fig. 7 - Termostato elettronico a realizzazione ultimata.

mentre il resto tenderà a raffreddarsi.

Qualche prova sperimentale permette però facilmente di trovare la posizione migliore, per la massima costanza e la massima omogeneità della temperatura, in relazione anche alla situazione particolare in cui viene applicato il nostro termostato elettronico.

TARATURA

Il circuito non richiede nessuna difficile operazione di taratura. E' solo necessario regolare il trimmer P per il valore di temperatura che si vuole venga mantenuto costante. A questo scopo si colleghi un carico qualsiasi (ad esempio una lampadina) al posto del riscaldatore; controllando con un termostato preciso, si porti un po' di acqua a quella temperatura. Sistemato P nella posizione di minima tensione (cursore di P verso R2), si immerga la sonda nell'acqua, e, dopo aver aspettato qualche secondo, si ruoti lentamente P finché la lampadina non si accende. Una volta piazzato il circuito nella sua sistemazione definitiva, si ritocchi leggermente P per una regolazione più precisa.

Nel caso il termostato debba essere usato per diversi valori di temperatura, è opportuno sostituire il trimmer P con un potenziometro lineare a filo dello stesso valore, possibilmente demoltiplicato (un Heliopot va benessimo). La scala del potenziometro è lineare, per cui basterà tararne le estremità. Con i valori indicati, la rotazione completa di P copre all'incirca l'intervallo fra 0 e 150 °C.

Con la configurazione di fig. 6, il circuito qui presentato può sostituire qualsiasi termostato meccanico. In tal caso, si abbia cura di sistemare la sonda nel luogo ove si trovava il bulbo del termostato originale.

Chissà che faccia faranno i vostri amici, quando gli direte che il vostro scaldabagno funziona ad integrati!

Accensione elettronica con limitatore di giri e contagiri elettronico di precisione

I vantaggi derivanti dall'uso di accensioni elettroniche a SCR, al posto di quelle convenzionali, sono ormai noti: migliori partenze a freddo, grazie a tensioni di accensioni più elevate, possibilità di impiegare candele più «fredde», che si comportano meglio nei lunghi percorsi (o comunque a motore caldo), minori incrostazioni su tutta la superficie della camera di scoppio, usura trascurabile delle puntine platinate.

di Leandro PANZIERI

L'adozione di una accensione a SCR permette una migliore conservazione del motore, cosa molto importante se si pensa al costo attuale delle automobili, al costo delle riparazioni e dei pezzi di ricambio.

Ma cé di più. L'impiego di questo accessorio può portare ad un incremento della velocità massima di 5 ÷ ÷ 10 km/h, una migliore ripresa e un rendimento più uniforme ad ogni regime di giri. A questo punto è bene precisare alcune cose. L'incremento di prestazioni di cui si è parlato, pur essendo possibile in tutti i motori, può essere non rilevabile perché di piccola entità in alcuni di essi, specialmente in quelli più usati. Inoltre l'applicazione di accensioni elettroniche a scarica capacitiva, specie se si tratta di circuiti particolarmente elaborati e costosi, non è ragionevole su motori di basse prestazioni, è opportuna invece su motori sportivi o preparati e con elevati rapporti di compressione.

A volte le accensioni a scarica presentano un funzionamento irregolare, dando luogo ad inconvenienti di varia natura, tanto da fare rimpiangere il denaro speso. Quando non vi siano difetti più gravi, la resa insoddisfacente del sistema è dovuta al fatto che nel progetto non è stato curato abbastanza il circuito di innesco del diodo controllato, specialmente per quanto riguarda l'eliminazione degli effetti del rimbalzo delle puntine.

L'accensione mostrata in figura 1 è libera da questi difetti ed è stata progettata per funzionare entro un campo di temperatura compreso tra −55 °C e +65 °C, con una alimentazione che può variare senza inconvenienti da 7 a 20 V.

Il circuito comprende anche un limitatore di giri, particolarmente utile quando andare in «fuori-giri» sia pericoloso per la vita o la durata di certi organi meccanici.

Gli impulsi di innesco per il diodo controllato sono generati da Q_1 transistore unigiunzione, in seguito alla scarica di C_1 sul suo emettitore.

A puntine chiuse il transistore Q_8 è interdetto in quanto la sua base è a massa attraverso la resistenza da 82 kΩ; la tensione collettore-emettitore (V_{CE}) sarà allora elevata, tanto da mandare in saturazione Q_7. La V_{CE7} è dunque piccola mentre Q_9 è interdetto per la stessa ragione esposta a proposito di Q_8 e nello stesso tempo Q_2 e Q_6 sono in stato di interdizione.

Il condensatore C_1 si carica a corrente costante (il cui valore è determinato, tra l'altro, da R_1) fino a raggiungere una tensione pari alla somma tra V_{D3} e V_{BE5}, la quale provoca la conduzione di Q_3.

All'atto di apertura delle puntine, Q_8 si satura, portando in interdizione Q_7, il che manda in conduzione Q_2. A questo punto C_1 si scarica su Q_1, che invia un impulso al diodo controllato. Dopo circa 5 microsecondi, Q_6 va in saturazione, cortocircuitando C_1 e rimuovendo così le rimanenti cariche sulle sue armature. Il transistore Q_6 provoca anche l'interdizione di Q_5 e Q_3. Trascorsi circa 20 μs dall'apertura del ruttore, dovuti ai valori di C_3, R_3, R_4 ed R_5, Q_9 va in saturazione e interdice Q_2. Ad una successiva chiusura delle puntine, i cambiamenti di stato di Q_9 e Q_2 non sono istantanei, ma avvengono quando si è esaurita la scarica di C_3, il cui transitorio è più lungo del transitorio meccanico (rimbalzi) del ruttore.

La soglia di intervento del limitatore di giri è molto netta ed è stata accuratamente stabilizzata impedendo così che il motore sia sottoposto a carichi transienti particolarmente dannosi. Il calcolo del valore della resistenza di R_1, che determina la soglia di intervento, può essere fatto mediante le relazioni:

motori a quattro tempi

$$R_1 = \frac{18}{N x M x C_1}$$

motori a due tempi

$$R_1 = \frac{9}{N x M x C_1}$$

N = numero dei cilindri
M = massimo numero di giri al minuto
C_1 = valore di C_1 espresso in farad
R_1 = valore di R_1 in ohm

Il valore di C_1 deve essere compreso tra 0,1 μF e 0,5 μF. Dopo la scelta

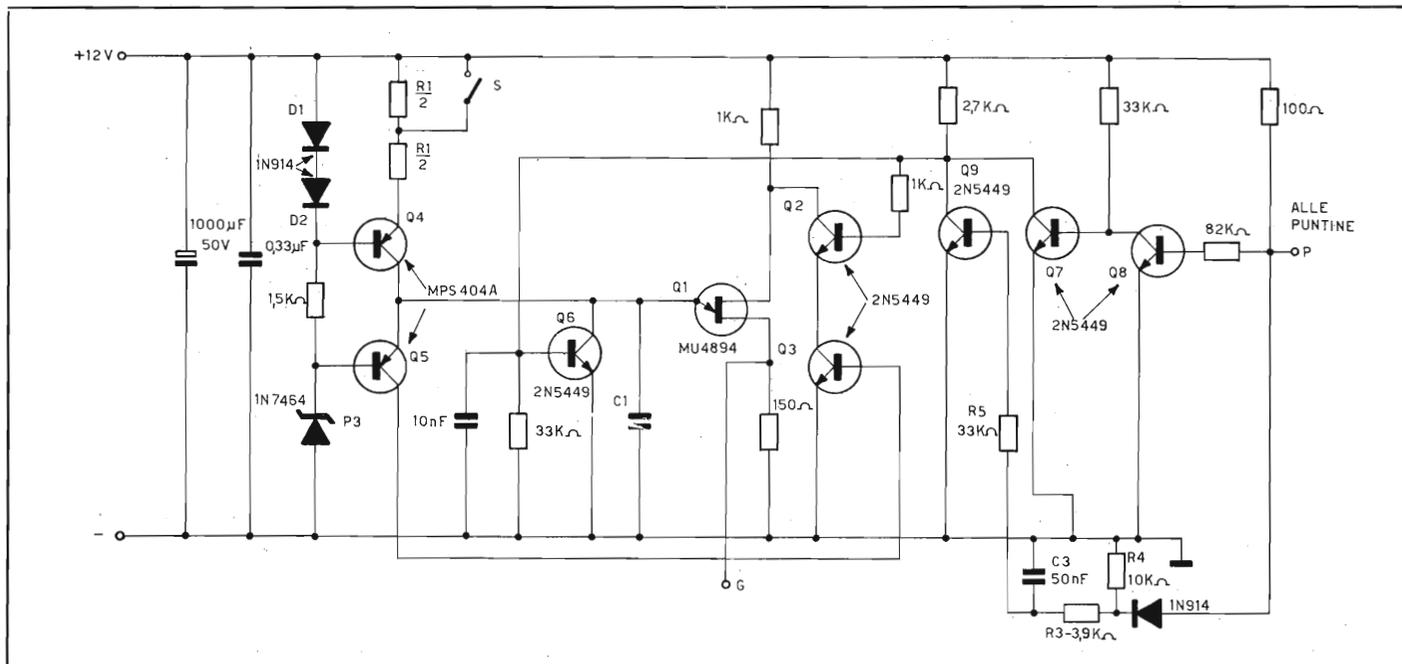



Fig. 1 - Schema elettrico dell'accensione elettronica e limitatore del numero di giri. S: interruttore da portare all'interno della vettura per disinserire il limitatore di giri (S chiuso).

di C_1, il valore di R_1 dovrà essere aggiustato per dare l'esatto punto di intervento del limitatore.

I transistori Q_{10} e Q_{11}, il trasformatore ed il ponte di diodi (figura 1-A) costituiscono l'invertitore cc/cc, che fornisce la tensione di carica a C_4 (550 V circa). La tensione tra gli elettrodi delle candele è ricavabile conoscendo il rapporto di trasformazione della bobina impiegata, la quale dovrà avere isolamento sufficiente, altrimenti insorgeranno scariche interne che daranno luogo ad una rapida distruzione.

L'energia immagazzinata dal condensatore di scarica viene erogata dall'inverter. La potenza assorbita da questa capacità vale:

$$P = W \cdot \frac{N_{max}}{60} \cdot \frac{2 \cdot N_{cil}}{N_t} = \frac{1}{30} \, \frac{W \cdot N_{max} \cdot N_{cil}}{N_t}$$

dove:

W è l'energia della scintilla in W · sec

$$\left(W = \frac{1}{2} C_4 V^2\right)$$

N_{max} è il massimo numero di giri al minuto che il motore può compiere a limitatore di giri escluso

N_{cil} è il numero di cilindri del motore

N_t vale 2 per i motori a due tempi, vale 4 per i motori a quattro tempi.

Tenuto conto delle perdite, l'invertitore dovrà essere in grado di fornire

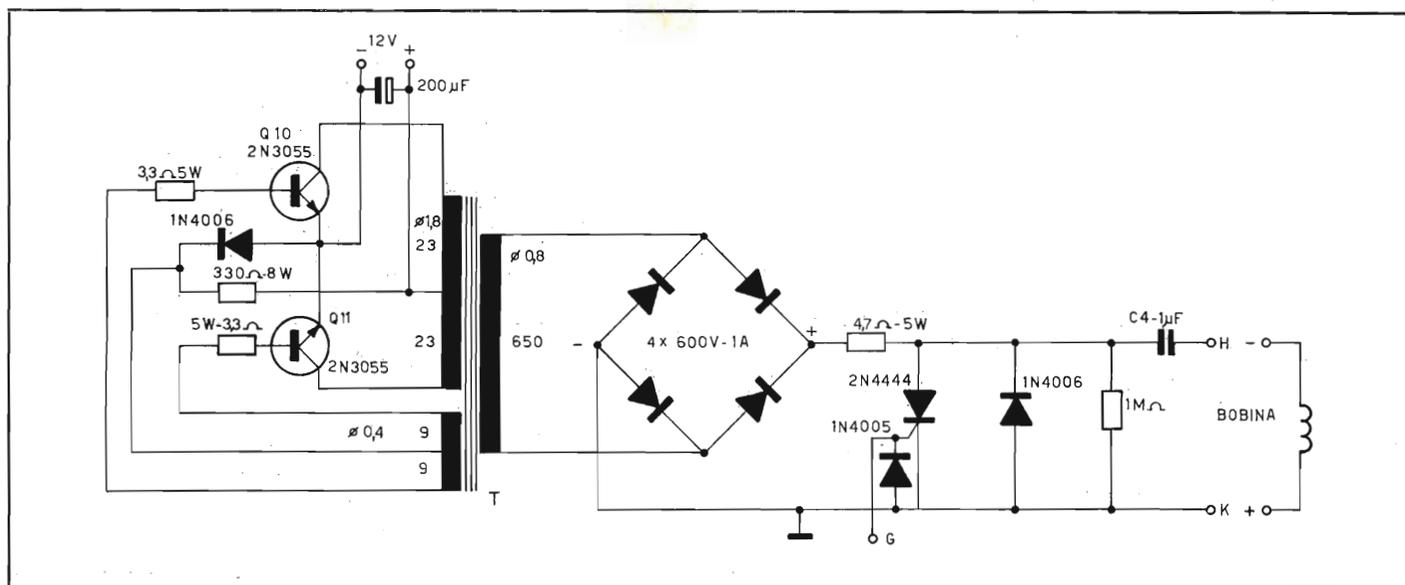



Fig. 1-A - Schema elettrico dell'invertitore cc/cc che fornisce la tensione di carica a C4 il quale deve avere il dielettrico in Milar o carta e olio. Se i 2N3055 dovessero scaldarsi troppo, aumentare le resistenze di base. I dati del trasformatore sono: nucleo in ferrite da 80 W. Prima si avvolge il secondario (650 spire) isolando tra strato e strato, poi si avvolgono le spire di reazione e quelle del primario (23 + 23) entrambe in bifilare.

Fig. 2 - Questa prova viene effettuata per verificare che il collegamento della bobina sia esatto. Il regolare funzionamento si ottiene quando la scintilla è tra la mina e la candela, come illustrato in A.

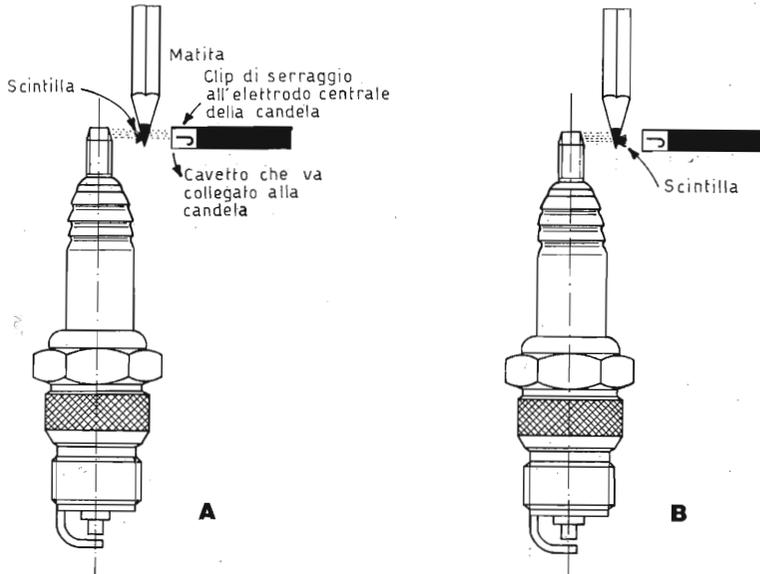
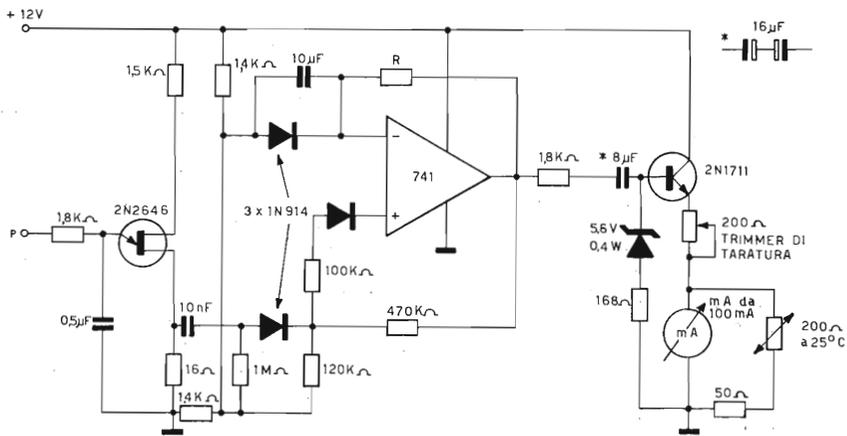



Fig. 3 - Schema elettrico di un contagiri elettronico.

$$R = \begin{cases} 4 \text{ cilindri } 4 \text{ tempi: } 0{,}9 \; M\Omega \\ 6 \text{ cilindri } 4 \text{ tempi: } 0{,}68 \; M\Omega \\ 8 \text{ cilindri } 4 \text{ tempi: } 0{,}47 \; M\Omega \\ 12 \text{ cilindri } 4 \text{ tempi: } 0{,}33 \; M\Omega \end{cases}$$

una potenza $P_i = P/0{,}7$. In conclusione le caratteristiche dell'inverter dipendono da quelle del motore sul quale l'accensione verrà montata.

Questa è una realtà molto importante, che viene molto spesso dimenticata, con il risultato che si vendono sistemi progettati ad esempio per un motore da 800 ÷ 1000 cc di tipo economico ed impiegati in un 1600 sport magari preparato: è chiaro che in questo caso il rendimento e le prestazioni dell'intero sistema saranno decisamente scarsi.

Con i dati riportati il sistema funzionerà in modo egregio, offrendo i vantaggi precedentemente esposti, con motori a quattro cilindri e quattro tempi e con motori bicilindrici a due tempi fino a 11.000 giri al minuto. Superato questo regime, l'energia della scintilla passerà da circa 150 mWsec

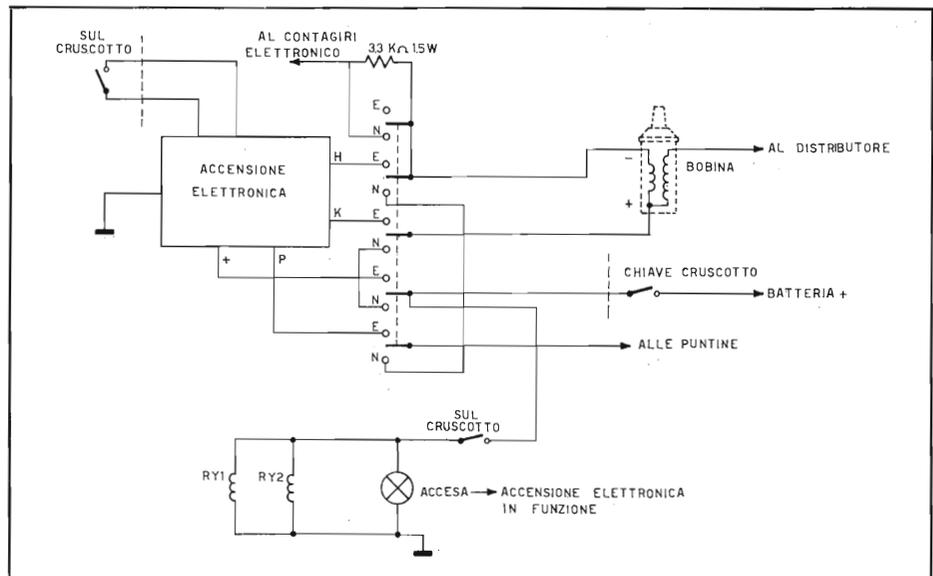



Fig. 4 - Collegamenti da effettuare per escludere l'accensione elettronica e fare uso di quella normale. Questo schema è valido per un auto che possiede il contagiri.

Fig. 5 - Collegamenti identici alla figura 4 ma con la possibilità di aggiungere il contagiri schematizzato in figura 3.

a valori decrescenti, restando ancora abbastanza forte fino a circa 15.000 giri.

La realizzazione del sistema dovrà essere più che accurata: se la stabilità meccanica di tutti i componenti non è perfetta, dopo pochi chilometri si verificheranno anomalie di funzionamento. L'insieme deve essere quanto più possibile stagno all'acqua e all'umidità che potrebbero danneggiare alcuni componenti come il trasformatore e i condensatori.

Per un corretto funzionamento in ogni condizione di lavoro e climatica, il dissipatore dei transistori deve essere a bassa resistenza termica e sovradimensionato. Nel nostro caso un radiatore lungo 25 ÷ 30 cm è sufficiente. I conduttori che escono dall'unità debbono essere del tipo a trecciola, di sezione adeguata; con isolamento di qualità; ciò vale in particolare per i conduttori di alimentazione, che debbono sopportare circa 7A, e per quelli che vanno alla bobina. A proposito di quest'ultima, è bene verificare che l'isolamento sia in grado di «tenere» 28.000 V senza dare luogo a scariche interne. Una bobina che ha i requisiti necessari è il modello Bosh K12V, che ha rapporto di trasformazione pari a 50, resistenza primario di 3,2 Ω e resistenza secondario di 10 kΩ.

Il conduttore centrale che esce dalla bobina dovrà essere in perfette condizioni, come pure dovranno esserlo quelli che dal distributore vanno alle candele. Questi fili dovranno passare il più lontano possibile da massa per evitare possibili scariche. E' anche opportuno dare un'occhiata ai contatti del distributore. L'unità di accensione deve essere montata il più lontano possibile da fonti di calore particolarmente intense (collettore di scarico) e il più vicino possibile alla bobina.

In fase realizzativa, montare innanzitutto l'invertitore fino ai punti A e B, tra i quali va saldato provvisoriamente il condensatore C_4. Misurare con un tester la tensione ai capi di C_4: si deve leggere un valore compreso tra 500 e 550 V, altrimenti bisogna variare il numero delle spire del secondario del trasformatore. Se lo strumento non indica alcuna tensione, invertire tra loro i fili che attraverso le resistenze da 3,3 Ω vanno alle basi dei transistori. Se, nonostante ciò, l'inverter non partisse, aumentare di qualche spira l'avvolgimento di reazione (9 + 9) e ripetere la prova.

Se la vettura su cui sarà montata l'accensione è dotata di contagiri elettronico, questo cesserà di funzionare in quanto esso preleva gli impulsi dalle puntine platinate ai capi delle quali ora si ha un'onda rettangolare di piccola ampiezza (12 V).

Affinchè lo strumento continui a dare indicazioni, esso deve essere collegato mediante una resistenza da 3,3 kΩ 1,5 W alla bobina. Se invece la vettura non è dotata di contagiri, questo può essere costruito secondo lo schema riportato in figura 3.

Nelle figure 4 e 5 sono riportati i collegamenti da effettuare quando si voglia avere la possibilità di escludere l'accensione elettronica per fare uso di quella normale.

Multimetro digitale automatico Hewlett Packard mod. 3476A

Questo nuovo multimetro digitale della Hewlett-Packard, con tre cifre e polarità automatica, cinque funzioni, completamente automatico nella selezione della portata costa 200.000 lire circa.

L'intervallo di misura delle tensioni di estende da ± 0,0001 V a 1000 V in continua e da 0,0003 V a 700 V RMS in alternata. Si possono misurare resistenze da 0,001 kΩ fino a 11.000 kΩ e correnti da 0,0001 A a 1,1 A in continua e da 0,0003 A a 1,1 A in alternata. Lo strumento seleziona inoltre automaticamente polarità, portata e riferimento di zero.

E' stato possibile attuare questo insieme di caratteristiche a basso costo grazie ad un maggior progresso tecnologico. A tale proposito William E. Terry, vice-presidente e direttore generale del Gruppo di Strumentazione della Hewlett-Packard, ha affermato: «il nostro sviluppo della tecnologia a strato sottile per resistenze a nitruro di tantalio ci ha consentito di eliminare l'impiego di resistenze di precisione discrete più costose. Utilizzando questa nuova tecnica, siamo oggi in grado di offrire questo nuovo, compatto multimetro digitale con caratteristiche quali cinque funzioni e selezione automatica di portata ad un costo molto basso».

La precisione tipica per misure di tensione in continua è dello 0,5%. Per le misure di corrente in continua è dell'1%. Nelle portate di tensione in alternata le caratteristiche sono specificate fino a 10 kHz; per le correnti, invece, fino a 5 kHz.

Per le misure di resistenza la precisione è dello 0,6% per le tre portate superiori e dello 0,4% per le due inferiori. La tensione a circuito aperto è inferiore a 4 V.

La resistenza di ingresso, in parallelo ad una capacità inferiore a 30 pF, è di 10 MΩ per tutte le portate di tensione. Il multimetro 3476 è protetto fino a 110 V di picco su tutte le portate di tensione, mentre il fusibile di protezione sulla funzione «OHM» è tarato a 250 V RMS; la funzione corrente è protetta con un fusibile da 1,5 A. Non sono necessari fusibili di tipo speciale e la loro sostituzione può essere effettuata rapidamente senza aprire lo strumento.

Tra le altre caratteristiche, interessante quella di poter bloccare l'intervallo di misura dello strumento sulla portata desiderata, possibilità particolarmente utile quando si voglia misurare, ad esempio, la resistenza dei diodi. Con questo sistema risultano inoltre più veloci le misure ripetitive. Il lettore a LED presenta i valori di tutte le ten-

CARATTERISTICHE GENERALI

Portate: selezione automatica, con possibilità di blocco su ogni portata

Tensione fra comune e terra: < 500 V (picco)

Frequenza di campionamento: ≈ 3/secondo

Indicazione di sovraccarico: segnalazioni luminose orizzontali

Condizioni operative ambientali: intervallo di temperatura da 0 ° a 40 °C

Umidità: 95% UR

Potenza: 3476 A alternata dalla rete, 3476 B alternata dalla rete e batterie, < 6 VA

Standard	104-127; 54/66 Hz
Opzione 001	86-106; 54/66 Hz
Opzione 002	86-106; 48/54 Hz
Opzione 003	190-230; 48-54 Hz
Opzione 004	208-250; 48-54 Hz

Nota: Le opzioni di potenza possono essere sostituite sul posto spostando i cavallotti. Per maggiori dettagli consultare il manuale.

Batterie: 4 ricaricabili al Nichel-Cadmio tipo SUB-C.
Tempo tipico di funzionamento con batterie completamente cariche: 6 ore a 25 °C
Tempo di ricarica tipico per le batterie: 14 ore a 25 °C con strumento spento. Carica di compensazione con lo strumento acceso.

Peso:

3476 A	Netto: 0,71 kg	Imballato: 1,14 kg
3476 B	Netto: 0,91 kg	Imballato: 1,36 kg

Dimensioni: 3476 A/B 6,5 cm altezza, 16,8 cm larghezza, 20,6 cm lunghezza

Accessori:

11096 A: sonda in RF da 10 kHz a 700 MHz (con adattatori)
11067 A: kit di cavetti e adattatori universali
11068 A: borsa in sky per trasporto

Opzioni combinate:

Opzione 005 3476 A/B: kit di cavetti ed adattatori universali e borsa

Opzione 900: manuale extra

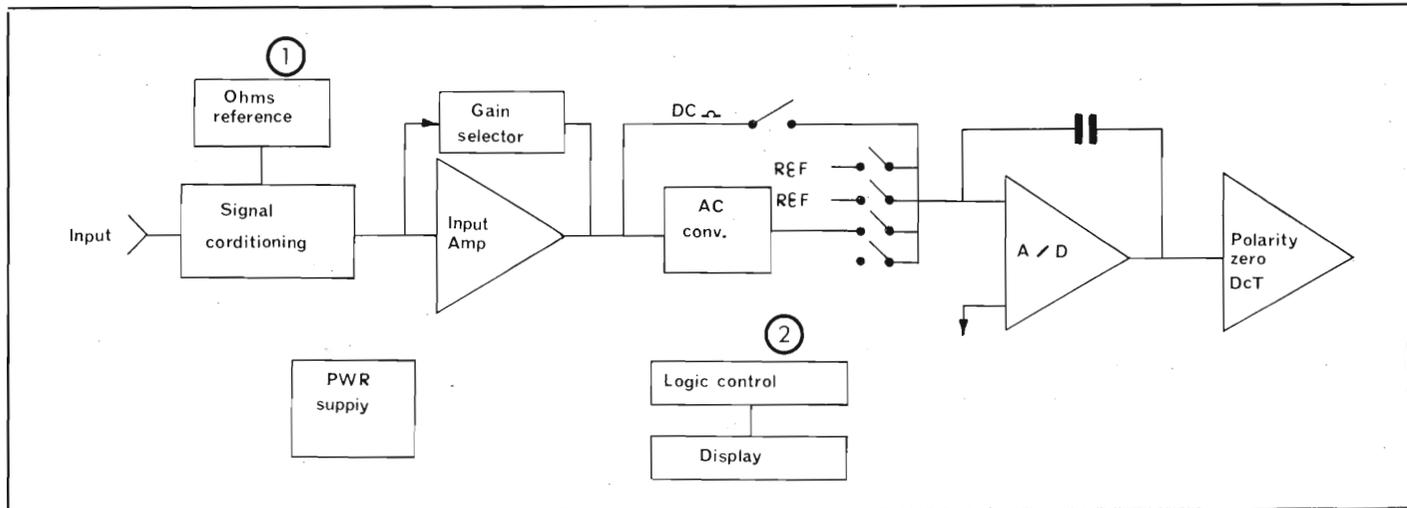



Fig. 1 - Schema a blocchi semplificato dell'HP 3476 A.

sioni in volt, di tutte le resistenze in kilohm, e di tutte le correnti in ampère.

L'involucro in materiali policarbonati assicura una notevole robustezza ed una elevata resistenza agli urti. Un supporto a tre posizioni consente poi all'utilizzatore di scegliere l'installazione più opportuna per l'impiego dello strumento.

Il modello 3476 A può essere alimentato solo dalla rete; il modello 3476 B è alimentabile dalla rete e contiene anche batterie ricaricabili di Nichel-Cadmio, che consentono una autonomia di funzionamento tipica, a batterie completamente cariche, di otto ore.

Le dimensioni per entrambi i tipi sono:

— altezza 6,5 cm
— larghezza 16,8 cm
— lunghezza 20,6 cm

Il modello 3476 A pesa 0,71 kg, mentre il 3476 B pesa 0,91 kg.

TABELLA 1 - IBRIDO

Chip a linea sottile [1]	Chip MOS a canale [2]
— Attenuatori — Riferimento A/D — Generatore di corrente per misure ohmiche	— Autopolarità — Selezione automatica portata — Commutazione analogica — Controllo logico — Decodifica display

Descrizione circuitale semplificata del DMM 3476 A

Lo schema a blocchi semplificato è mostrato in figura 1. Sul pannello principale del circuito stampato sono montati il sistema di condizionamento del segnale, l'amplificatore di ingresso, il convertitore ac, il convertitore analogico-digitale (integratore), il rivelatore di polarità e di zero e l'alimentatore. Il blocco di condizionamento del segnale è costituito dai terminali di ingresso, dai fusibili di protezione sui sovraccarichi e dai commutatori di funzione. I fusibili di protezione sui sovraccarichi proteggono il circuito multimetro nelle misure di correnti, in ac o dc, e nelle misure di resistenza. L'amplificatore di ingresso comanda la commutazione delle portate per tutte le cinque funzioni del multimetro. Questa funzione viene realizzata utilizzando interruttori a FET per selezionare diversi valori di guadagno nell'amplificatore di ingresso. Gli inter-

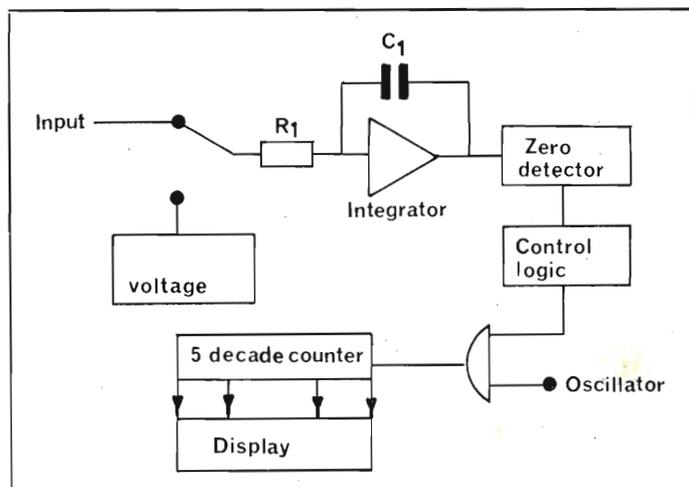



Fig. 2 - Schema a blocchi semplificato di un voltmetro digitale integratore a doppia rampa.

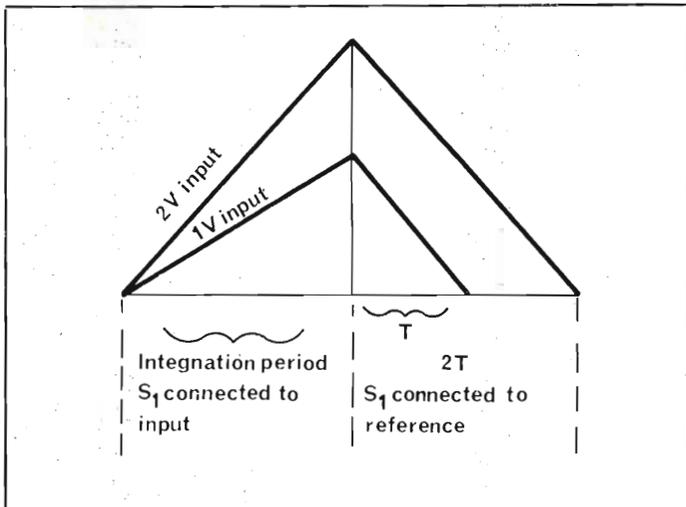



Fig. 3 - Sequenza di misura a doppia rampa.

ruttori a FET sono comandati dalla logica di controllo dell'integrato a MOS canale N. Il convertitore ac è un rivelatore di valore medio utilizzato nelle misure in alternata di tensioni e correnti. L'uscita del convertitore ac è una tensione in continua uguale al valore quadratico medio della tensione di ingresso. Nella misura di correnti in alternata la tensione di ingresso per il convertitore è prelevata ai capi di una resistenza da 1 Ω percorsa dalla corrente da misurare.

L'integratore o convertitore analogico-digitale utilizza la tecnica della doppia rampa mostrata in figura 2.

La tecnica consiste nel convertire la tensione di ingresso dell'integratore in un intervallo di tempo, come mostrato dalla sequenza temporale indicata in figura 3.

Il rivelatore di polarità e di zero controlla l'uscita dell'integratore, rivelando la polarità della rampa all'inizio del periodo di carica dell'integratore e rivelando l'attraversamento di zero alla fine del periodo di scarica. L'alimentatore è a doppia regolazione e fornisce le alimentazioni continue necessarie oltre ad una tensione di riferimento positiva e a una negativa.

La tabella 1 mostra la natura ibrida del circuito che comprende il chip a linea sottile [1] e il chip MOS canale N [2]. Il chip a linea sottile contiene 19 resistenze a nitruro di tantalio, messe a punto ohmicamente mediante fascio laser, che costituiscono le reti di attenuatori nello strumento, il riferimento per l'integratore e il generatore di corrente per misure di resistenze. Il chip a MOS N fornisce i circuiti di autopolarità, di selezione automatica di portata, di commutazione analogica, la logica e la decodifica per il display.

Il multimetro contiene circa 80 parti diverse con 11 componenti regolabili per la calibrazione sul posto. Attraverso l'ottimizzazione del progetto dello strumento è stato possibile impiegare sia componenti discreti che non discreti. Questo comporta bassi costi di manutenzione e consente la protezione dello strumento da danneggiamenti elettrici (per es. da tensioni applicate sui terminali di misura delle resistenze).

CARATTERISTICHE TECNICHE mod. 3476 A/B

Voltmetro in continua

Portate: ± 0,11 V; 1,1 V; 11V; 110 V; 1100 V (1000 V max)

Precisione (da 20 °C a 30 °C)

Portate	Precisione
0,11 V	± (0,3% del valore indicato + 0,2% della portata)
1,1 V, 11 V	± (0,3% del valore indicato + 0,1% della portata)
110 V, 1100 V	± (0,4% del valore indicato + 0,1% della portata)

Reiezione al modo comune: (sbilanciamento: 1 kΩ) > 100 dB a 50 Hz, 60 Hz

Resistenza di ingresso: 10 MΩ ± 5%

Protezione di ingresso: < 1100 V di picco

Coefficiente di temperatura: ± (0,05% del valore indicato + 0,02% della portata) /°C

Voltmetro in alternata

Portate: 0,11 V, 1,1 V, 11 V, 110 V, 1100 V (700 V rms max)

Precisione: il convertitore risponde al valore medio ed è calibrato in RMS. (da 20 °C a 30 °C) ☐

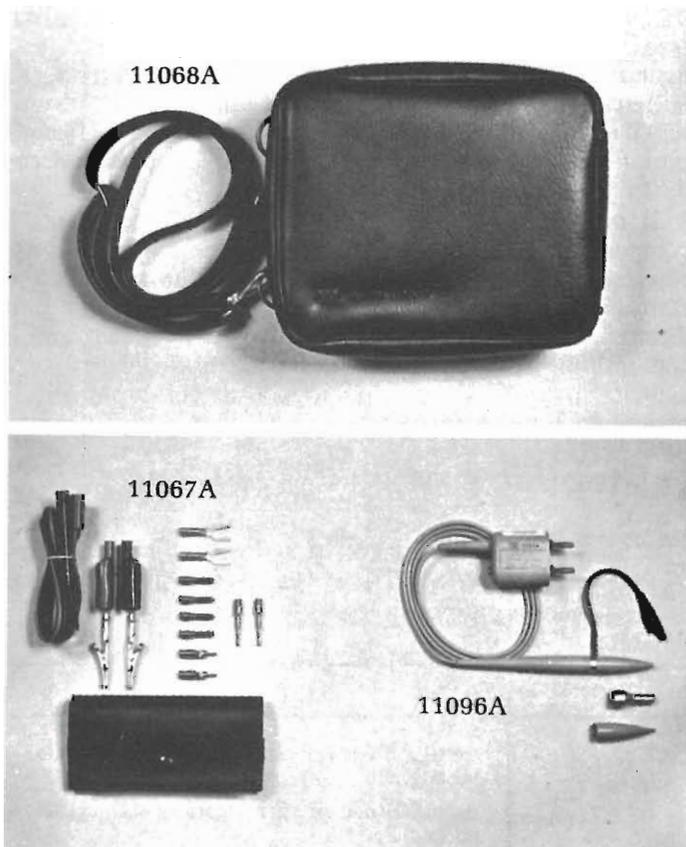



Fig. 4 - Accessori a richiesta

Portate *	45 Hz - 2 kHz	2 kHz - 5 kHz
1,1 V - 1100 V	± (1,5% del val. ind. + 0,4% della portata	± (3% del val. ind. + 0,6% della portata
0,11 V	± (1,5% del val. ind. + 0,6 della portata)	± (5% val. ind. + 0,6 della portata
Portate *	**5 kHz - 10 kHz**	
1,1 V - 1100 V	± (8% val. ind. + 1% portata)	
0,11 V	± (18% val. ind. + 1% portata)	

* Portate utilizzabili dallo 0,03 della portata al fondo scala di ogni portata.

Reiezione al modo comune: (sbilanciamento: 1 kΩ) > 80 dB a 50 Hz, 60 Hz
Resistenza di ingresso: 10 MΩ ± 5%
Capacità di ingresso: 30 pF

Protezione di ingresso: 1100 V di picco
Coefficiente di temperatura: ± (0,05% del valore indicato + 0,05% della portata) /°C

Amperometro in continua

Portate: ± 0,11 A, 1,1 A
Precisione: (da 20 °C a 30 °C) ± (0,8% del valore indicato + 0,2% della portata) □
Impedenza: 1 - 1,5 Ω costante
Protezione sulla corrente: fusibile da 1,5 A
Coefficiente di temperatura: (0,05% del valore letto + 0,02% della portata) /°C

Amperometro in alternata

Portate: 0,11 A, 1,1 A
Precisione: (da 20 °C a 30 °C) □

Portate*	45 Hz - 2 kHz	2 kHz - 5 kHz
1,1 A	± (2% del val. ind. + 0,4% portata)	± (3,5% del val. ind. + 0,6% portata)
0,11 A	± (2% del val. ind. + 0,6% portata)	± (5,5% del val. ind. + 0,6% portata)

* Portate utilizzabili dallo 0,03 della portata al fondo scala di ogni portata.

Impedenza: 1 - 1,5 Ω costante
Protezione sulla corrente: fusibile da 1,5 A
Coefficiente di temperatura: (0,05% del valore indicato + 0,05% della portata) /°C

Ohmetro

Portate: 1,1 kΩ, 11 kΩ, 110 kΩ, 1110 kΩ, 11000 kΩ
Precisione: (da 20 °C a 30 °C) □

Portate	Precisione
110 kΩ, 1100 kΩ	± (0,3% val. ind. + 0,1% portata)
11000 kΩ, 1,1 kΩ, 11 kΩ	± (0,5% val. ind. + 0,1% portata)

Tensione a circuito aperto: < 4 V
Protezione sulla tensione di ingresso: < 30 V rms continui, con fusibile a 250 V RMS
Coefficiente di temperatura: ± (0,05% del valore indicato + 0,02% della portata)
□ Ciclo di calibrazione di 90 giorni. Aggiungere (0,2% del valore indicato a tutte le funzioni + 0,1% della portata per misure di tensione a corrente in alternata) per un ciclo di calibrazione di un anno.

Iniziativa storica

«America e lavoro italiano sono un binomio indissolubile che è bene esaltare in questo momento storico che vede tutta la nazione americana protesa a celebrare il suo bicentenario» (da un discorso di Luigi Sola).

Il 4 Luglio 1976, come è noto, si celebrerà il bicentenario dell'indipendenza degli Stati Uniti d'America.

Il contributo degli italiani alla nascita di questa grande nazione è stato prezioso sia durante la sua formazione che durante il suo sviluppo e la crescita.

Onorando il bicentenario USA riconosceremo i meriti e i valori di illustri personaggi di origine italiana che hanno lasciato parte della nostra cultura nell'avanzata società statunitense.

SELEZIONE di TECNICA RADIO TV si unisce al «Bicentennial Commettee» degli USA, presentando un programma inteso ad onorare il contributo italiano alla formazione degli Stati Uniti d'America.

Tutti i lettori con capacità artistiche, e le associazioni culturali, sono invitati ad inviare foto, montaggi fotografici, disegni, dipinti; inviare la foto del dipinto sul tema: (in ogni caso mandare solo una foto a colori del formato massimo di cm 40 x 50):

"Italy honoring the us bicentennial"

tenendo presente i seguenti soggetti e requisiti:

a) Bicentenario USA
b) Il contributo degli italiani negli USA
c) L'elettronica.

L'opera d'arte scelta fra tutte quelle inviate, sarà autografata dal presidente degli Stati Uniti, e impiegata come copertina possibilmente nel numero di Settembre 1976 di SELEZIONE di TECNICA RADIO TV.

Il nome del vincitore ed una sua foto saranno pubblicati sulla pagina d'onore di SELEZIONE di TECNICA RADIO TV e sulla rivista culturale «LA FOLLIA di NEW YORK».

Il vincitore, oltre all'originale autografato del presidente Ford, riceverà una scatola di montaggio Amtroncraft e un abbonamento annuo ad una delle riviste JCE di suo gradimento.

I lavori devono essere inviati per posta aerea prima dell'1-5-1976 a:

DOMENICO SERAFINI
J.C.E. Publications Bicentenario USA
Mastic Beach, NEW YORK 11951, USA

La scelta dei lavori sarà fatta a insindacabile giudizio della Suffolk County Bicentennial Commettee e dall'Italian Historical Society of America.

Le opere sottoposte allo scrutinio non verranno restituite.

A tutti i partecipanti sarà dato un Diploma di Merito.

Ciascun partecipante può presentare uno o più lavori.

Il fatto di partecipare al concorso implica l'accettazione delle suddette norme.

Metodo per determinare il tempo di registrazione dei nastri magnetici

In questo articolo illustriamo un semplice metodo per determinare il tempo di registrazione dei nastri magnetici. Il sistema impiega dei «rapportatori» la cui costruzione è chiaramente spiegata con l'aiuto di formule e disegni.

di Luigi BASSETTI

Chi usa un registratore a nastro magnetico può, prima o poi, desiderare di conoscere la quantità del tempo di registrazione utilizzato sulle piste parzialmente registrate o quello ancora rimasto da registrare.

Se il suddetto tempo di registrazione non è conosciuto con altri sistemi si può ottenerlo, in modo approssimativo, inserendo appropriatamente sull'esterno delle flange delle bobine degli appositi «rapportatori» tarati.

METODO PROPOSTO

Determinazione dello spessore del nastro a disposizione.

Si misura il diametro del nucleo interno della bobina e quello esterno fino al limite del nastro avvolto, come mostra la figura 1, indi con la lunghezza nota (ogni Casa costruttrice elenca sui contenitori i dati del nastro: tipo, diametro bobina, lunghezza del nastro ecc.) e con la formula seguente si determina lo spessore del nastro (S).

$$S_{cm.} = 0{,}785 \frac{d^2_2 - d^2_1}{L} \qquad (1)$$

d_1 = diametro interno in cm
d_2 = diametro esterno in cm
L = lunghezza del nastro in cm
S = spessore del nastro

Suddivisione del raggio della bobina.

Si suddivide il raggio in parti corrispondenti ad ogni minuto di registrazione fino al limite imposto dal tempo massimo, $t^{s.}_{max.}$.

$$t^{s.}_{max.} = \frac{L_{cm.}}{V_{cm/s}} \ ; \qquad t^{m.}_{max.} = \frac{t^{s.}_{max.}}{60}$$

$V_{cm/s.}$ = velocità di scorrimento del nastro

e con la formula seguente si calcolano i vari raggi corrispondenti ai minuti voluti

$$r_{cm.} = \frac{\sqrt{1{,}273 \times S \times L + d^2_1}}{2} \qquad (2)$$

con $L_{cm.} = V_{cm/s.} \times t^{s.}$.

Costruzione del «Rapportatore».

I vari raggi $r_{(1,\,2,\,3,\ldots\,n)}$, corrispondendo ognuno al tempo voluto saranno riportati graficamente su di una striscia di cartoncino che costituirà quindi con la sua taratura il «rapportatore».

OSSERVAZIONI

I valori della tensione di avvolgimento del nastro sulla bobina alimentatrice e su quella raccoglitrice sono in genere maggiori o minori di quella originale del nastro nuovo.

Di fatto questi valori sono variabili in continuità durante lo svolgimento del nastro dalla bobina alimentatrice e l'avvolgimento su quella raccoglitrice.

Però nei registratori a nastro professionali o di qualità

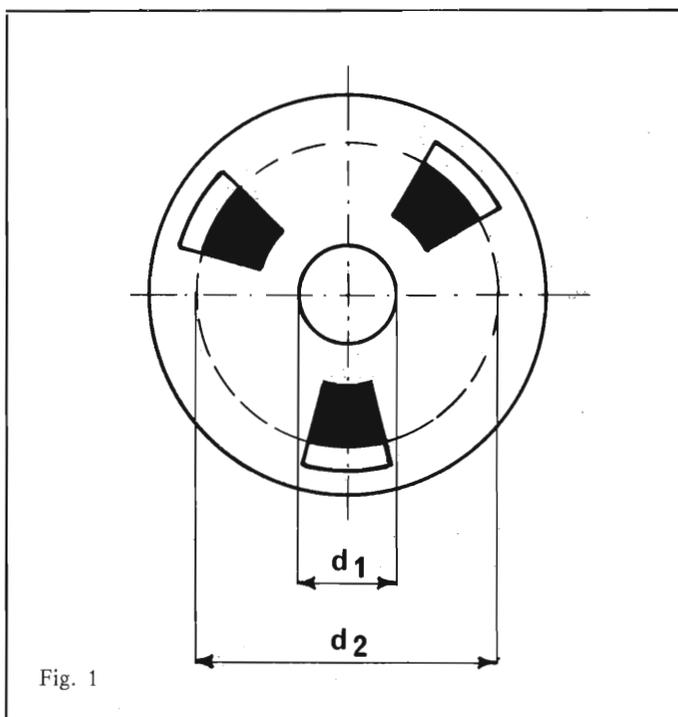
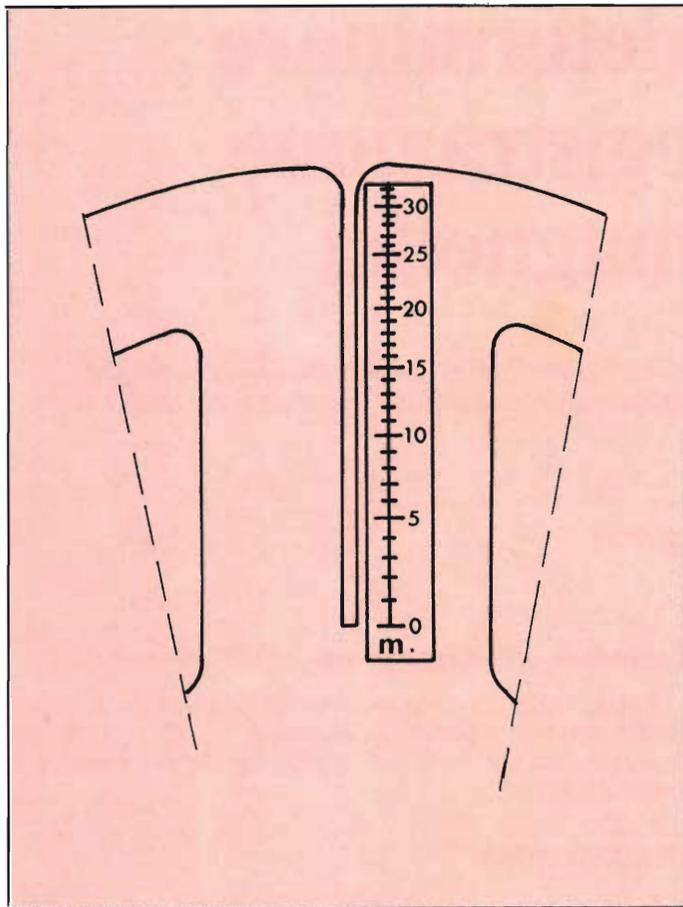



Fig. 1

Tempo min.	Lunghezza cm.	Raggio cm.
0	0	2,9
1	1143	3,23
2	2285	3,53
3	3429	3,81
4	4572	4,07
5	5715	4,31
6	6858	4,54
7	8001	4.77
8	9144	4,97
9	10287	5,18
10	11430	5,37
11	12573	5,56
12	13716	5,74
13	14859	5,81
14	16002	6,08
15	17145	6,25
16	18288	6,41
17	19431	6,57
18	20574	6,72
19	21717	6,88
20	22860	7,02
21	24003	7,17
22	25145	7,31
23	26289	7,45
24	27432	7,58
25	28575	7,72
26	29718	7,85
27	30861	7,98
28	32004	8,10
29	33147	8,23
30	34290	8,35
31	35433	8,48
32	36575	8,59

che utilizzano dispositivi elettro-meccanici di compensazione, le variazioni sono mantenute in limiti ristretti.

Limiti che vengono ancora migliorati con l'uso di bobine con rapporto fra diametro esterno e diametro interno del nucleo inferiore a 4 : 1.

Di regola per il calcolo dei «rapportatori» conviene procedere come segue:

— La misura del diametro esterno della bobina (corrispondente al limite del nastro avvolto) deve essere presa sulla bobina nuova con nastro cioè ancora da svolgere.

— Se il nastro è già stato usato, le misure vanno prese sulla bobina raccoglitrice a nastro avvolto pieno.

— Stabiliti i «rapportatori» sulla bobina alimentatrice e su quella raccoglitrice si deve controllare la loro corrispondenza.

— Se le eventuali differenze fra i limiti della taratura ed il nastro avvolto sono contenute nell'approssimazione del «rapportatore» e della sua lettura diretta «a vista», il suo uso è accettabile.

— Può accadere, specialmente con registratori di vecchio tipo o con la utilizzazione di bobine ad alto rapporto, che il nastro sia avvolto sulla bobina alimentatrice con tensioni notevolmente diverse lungo il suo raggio, si hanno di conseguenza variazioni sensibili nel diametro del nastro riavvolto rispetto alla taratura del «rapportatore».
In questi casi l'uso del «rapportatore» sulla bobina alimentatrice è da ritenersi praticamente non accettabile.

— Se il registratore ha più velocità di registrazione si può calcolare il «rapportatore» per ogni velocità oppure, visto che l'incremento fra le velocità è un fattore di 2, per una sola delle velocità, per le altre basta moltiplicare o dividere per il fattore 2 le varie letture.

— La lunghezza del nastro magnetico in centimetri deve essere ricavata dalla misura in «feet», moltiplicando tale valore per il coefficiente di 30,48.

ESEMPIO

Si debba costruire un «rapportatore» per una bobina da 18 cm. piena di nastro magnetico SCOTCH tipo 9008-PR da 1200 feet, da utilizzarsi in un registratore con velocità di 19,01 cm/s.

— Determinazione dello spessore del nastro

Dati misurati sulla bobina
diametro interno = 5,8 cm.
diametro del nastro avvolto = 17,2 cm.
lunghezza del nastro in cm. 1200 x 30,48 = 36575

sostituendo i dati nella formula n. 1, si ha:

$$S_{cm.} = 0{,}785 \frac{17{,}2^2 - 5{,}8^2}{36575} = 0{,}00563$$

— Suddivisione del raggio della bobina

$$t^{s.}_{max.} = \frac{36575}{19{,}05} = 1919$$

$$t^{m.}_{max.} = \frac{1919}{60} = 32^{m.}$$

con la formula n. 2 si calcolano i vari raggi corrispondenti ai minuti da 0 a 32.

Uso e calcolo degli attenuatori a «T»

prima parte di Luigi BASSETTI

Sono descritte le prestazioni di un attenuatore a «T» considerando le formule e la procedura adottata nel calcolo ed alcuni esempi esplicativi.
Si è tenuto presente inoltre il concetto di trattare lo studio di tale rete nel modo più semplice possibile senza fare ricorso a teorie complesse.

Un attenuatore a «T» è composto da tre resistenze disposte due in serie ed una in parallelo nella forma della lettera «T» (figura 1).

Per gli usi di calcolo si assume quanto segue:

Z_1 = Impedenza (puramente resistiva) del generatore
Z_2 = Impedenza (puramente resistiva) del carico od utilizzatore
$Z_{(1,2)}$ = Impedenza d'ingresso della rete con il carico (Z_2) collegato
$Z_{(3,4)}$ = Impedenza d'uscita della rete con il generatore (Z_1) collegato

$$K = \frac{V_1}{V_2} ; \frac{I_1}{I_2}$$ Attenuazione di tensione o di corrente.

La costante (K) riferita alla quantità in decibel è:

$$K = \text{antilog}_{10} \frac{dB}{20}$$

L'inserimento di un attenuatore di tale tipo in un sistema elettrico viene in genere effettuato per ottenere i seguenti scopi:

1 - **Attenuazione del livello di trasmissione**
2 - **Adattamento d'impedenza**

Di seguito vengono esaminate le possibili condizioni d'inserimento:

A - In un circuito, nel quale le impedenze del generatore (Z_1) e del carico (Z_2) sono uguali

$$Z_1 = Z_2 = Z_0$$

l'attenuatore mantiene inalterato l'adattamento delle impedenze. Di conseguenza si ha:

$$Z_{(1;2)} = Z_{(3;4)} = Z_0$$

e lo scopo dell'inserimento è pertanto quello di ottenere la **voluta attenuazione del livello di trasmissione.**

Per $Z_1 = Z_2$ si ha inoltre l'attenuazione di tensione uguale a quella di corrente.

B - In un circuito, nel quale le impedenze del generatore (Z_1) e del carico (Z_2) non sono uguali

$$Z_1 = Z_2$$

l'attenuatore oltre a dare **l'attenuazione voluta,** attua anche **l'adattamento delle impedenze,** quindi si ha:

$$Z_1 = Z_{(1;2)}$$
$$Z_2 = Z_{(3;4)}$$

L'attenuazione e l'adattamento delle impedenze non sono completamente indipendenti fra loro, in quanto per ogni valore positivo del rapporto delle impedenze terminali

$$\frac{Z_1}{Z_2} ; \frac{Z_2}{Z_1}$$

vi è una definita minima attenuazione di corrente, tensione o potenza per le quali la rete può essere calcolata con le caratteristiche sopra accennate.

Se si volesse calcolare una rete con attenuazioni di corrente, tensione o potenza minori di questo valore critico, il calcolo sarebbe impossibile poiché darebbe valori di resistenza negativi. E' necessario quindi, per il calcolo di un attenuatore a «T» dissimmetrico, che l'attenuazione voluta sia sempre superiore a quella minima definita.

C - Per adattamento fra impedenze terminali diverse con la minima attenuazione possibile, l'attenuatore a «T» si trasforma in una rete a due sole resistenze a configurazione ad «L» e precisamente:

per $Z_1 > Z_2$

si ha un attenuatore ad «L» del tipo A (figura 2) (resistenza in serie all'ingresso)

e per $Z_1 < Z_2$

si ha un attenuatore ad «L» del tipo B (figura 3) (resistenza in derivazione all'ingresso).

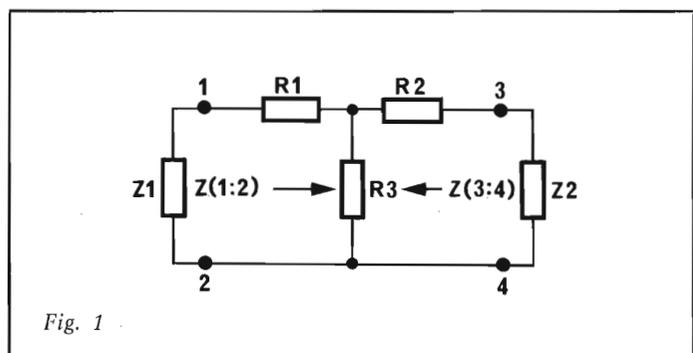



Fig. 1

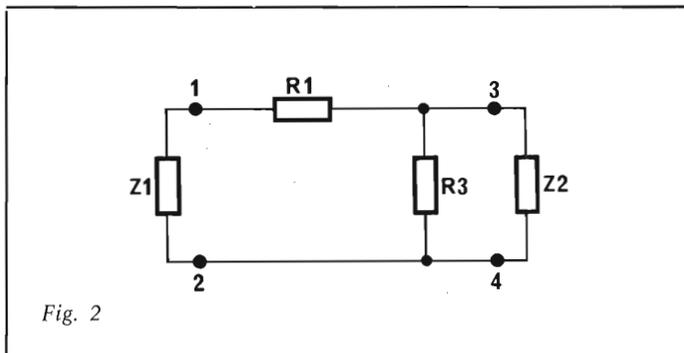



Fig. 2

PROCEDURA DA SEGUIRE PER IL CALCOLO DEGLI ATTENUATORI A «T»

Partendo dai dati di progetto

Z_1 = impedenza del generatore

Z_2 = impedenza del carico

e dall'attenuazione di tensione, corrente o potenza richiesta espressa in decibel, si può procedere come segue:

1 - Scegliere la configurazione più idonea per l'uso a cui l'attenuatore deve essere adibito.

2 - Se le impedenze terminali sono uguali:

$$Z_1 = Z_2 = Z_0$$

con il calcolo o l'apposita tabella 2, trovare il valore di (K) corrispondente alla voluta attenuazione in decibel.
Calcolare quindi i valori delle resistenze degli elementi $R_1 = R_2$ ed R_3 che compongono l'attenuatore usando le apposite formule.

3 - Se le impedenze terminali non sono uguali

$$Z_1 = Z_2$$

si deve procedere come segue:

a - Scegliere la configurazione più idonea per l'uso a cui l'attenuatore deve essere adibito.

b - Determinare, in base al tipo di attenuazione richiesta, il valore minimo possibile di essa.

c - Si possono presentare ora tre casi
— l'attenuazione è minore di quella di progetto
— l'attenuazione è uguale a quella di progetto
— l'attenuazione è maggiore di quella di progetto

Nel primo caso, come già accennato precedentemente, il calcolo è impossibile; nel secondo l'attenuatore si riduce ad una rete ad «L»; nel terzo non vi sono eccezioni di calcolo.

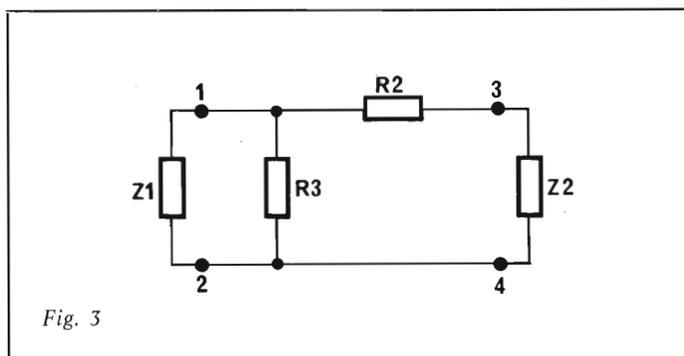



Fig. 3

4 - Stabilita quindi l'attenuazione necessaria all'uso della rete che si deve progettare, si calcolano i valori delle resistenze degli elementi che compongono l'attenuatore usando le formule relative.

5 - Determinare il wattaggio necessario per la potenza dissipata nella rete.
Di norma per ridurre gli effetti del riscaldamento si valuta il wattaggio con un coefficiente di sicurezza variabile dal 50 al 100%.

6 - Scegliere il resistore più idoneo (tipo e valore di resistenza).
I tipi di resistori più usati sono:

a - **Resistori a filo**
costruiti del valore esatto calcolato con fili resistivi isolati di leghe tipo Manganina, Evanohm, Karma ecc. avvolti su appositi supporti con tecniche di avvolgimento speciali per ridurre gli effetti reattivi associati.

b - **Resistori chimici**
tipo a strato metallico, a strato di carbone, a strato d'ossidi metallici ed ad impasto di carbone.

c - **Resistori a filo** laccati o smaltati o vetrificati.

Le tolleranze massime previste sui valori resistivi per i resistori del tipo b) e c) sono in genere dell'ordine dell'1% per la costruzione di attenuatori di precisione e dell'ordine del 5% negli altri casi.

ESEMPI

Problema I

Progettare un attenuatore a «T» per una attenuazione di 20 dB, da inserire in un circuito di trasmissione sbilanciato di 500 Ω d'impedenza.

Soluzione

1 - Scelta della configurazione più idonea.
Data la caratteristica del circuito viene scelto il tipo a configurazione sbilanciata.

2 - Dalla tabella n. 2 si desume il valore di (K) corrispondente alla attenuazione di 20 dB

$$K = 10$$

3 - Dalla tabella n. 1 si desumono le formule per il calcolo

$$R_1 = R_2 = \left(\frac{K+1}{K-1}\right) Z_0$$

$$R_3 = 2\ Z_0 \left(\frac{K}{K^2-1}\right)$$

4 - Sostituendo il valore di (K) trovato nelle formule sopra scritte, i valori di $R_1 = R_2$ ed R_3 sono dati come segue:

$$R_1 = R_2 = 500 \times 0{,}818 = 409\ \Omega$$
$$R_3 = 1000 \times 0{,}101 = 101\ \Omega$$

5 - Determinazione del wattaggio
Quando la potenza applicata alla rete è piccola, di norma si prende come base la potenza massima dissipata e si assume tale valore per tutti gli elementi dell'attenuatore.
Ammesso, per esempio, che all'ingresso della rete in oggetto sia applicato una potenza di 0,05 W, dal cal-

TABELLA 1

CONFIGURAZIONE			Descrizioni	Formula aritmetica di progetto	Attenuazioni particolari (1) possibilità calcolo
Bilanciato	**Bilanciato con centro a terra**	**Sbilanciato**			
			$Z_1 = Z_2 = Z_0$	$R_1 = R_2 = \left(\frac{K-1}{K+1}\right) Z_0$ $R_3 = 2Z_0 \left(\frac{K}{K^2-1}\right)$	$K^{(1)} > 1$
			$Z_1 \neq Z_2$ Attenuazione di corrente	$R_1 = Z_1 - \left(\frac{K-1}{K}\right)\left(\frac{2Z_1 \cdot Z_2}{KZ_1 - \frac{Z_2}{K}}\right)$ $R_2 = (K-1)\left(\frac{2Z_1 \cdot Z_2}{KZ_1 - \frac{Z_2}{K}}\right) - Z_2$ $R_3 = \frac{2Z_1 \cdot Z_2}{KZ_1 - \frac{Z_2}{K}}$	Per $Z_1 > Z_2$ $K^{(1)} > 1 + \sqrt{1 - \frac{Z_2}{Z_1}}$ Per $Z_1 < Z_2$ $K^{(1)} > \frac{Z_2}{Z_1} + \sqrt{\left(\frac{Z_2}{Z_1}\right)^2 - \frac{Z_2}{Z_1}}$
			$Z_1 \neq Z_2$ Attenuazione di tensione	$R_1 = Z_1 - \left(\frac{2Z_1 \cdot Z_2}{KZ_2 - \frac{Z_1}{K}}\right)\left(1 - \frac{Z_1}{KZ_2}\right)$ $R_2 = \left(\frac{2Z_1 \cdot Z_2}{KZ_2 - \frac{Z_1}{K}}\right)\left(\frac{KZ_2}{Z_1} - 1\right) - Z_2$ $R_3 = \frac{2Z_1 \cdot Z_2}{KZ_2 - \frac{Z_1}{K}}$	Per $Z_1 > Z_2$ $K^{(1)} > \frac{Z_1}{Z_2} + \sqrt{\left(\frac{Z_1}{Z_2}\right)^2 - \frac{Z_1}{Z_2}}$ Per $Z_1 < Z_2$ $K^{(1)} > 1 + \sqrt{1 - \frac{Z_1}{Z_2}}$
			$Z_1 \neq Z_2$ Attenuazione di potenza	$R_1 = Z_1\left(\frac{K^2+1}{K^2-1}\right) - 2\sqrt{Z_1 \cdot Z_2}\left(\frac{K}{K^2-1}\right)$ $R_2 = Z_2\left(\frac{K^2+1}{K^2-1}\right) - 2\sqrt{Z_1 \cdot Z_2}\left(\frac{K}{K^2-1}\right)$ $R_3 = 2\sqrt{Z_1 \cdot Z_2}\left(\frac{K}{K^2-1}\right)$	Per $Z_1 > Z_2$ $K^{(1)} > \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} + \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2} - 1}$ Per $Z_1 < Z_2$ $K^{(1)} > \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} + \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1} - 1}$
			$Z_1 > Z_2$ Attenuazione minima	$R_1 = Z_1 \cdot \sqrt{1 - \frac{Z_2}{Z_1}}$ $R_3 = \frac{Z_2}{\sqrt{1 - \frac{Z_2}{Z_1}}}$	Corrente $K = 1 + \sqrt{1 - \frac{Z_2}{Z_1}}$ Tensione $K = \frac{Z_1}{Z_2} + \sqrt{\left(\frac{Z_1}{Z_2}\right)^2 - \frac{Z_1}{Z_2}}$ Potenza $K = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} + \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2} - 1}$
			$Z_1 < Z_2$ Attenuazione minima	$R_2 = Z_2 \sqrt{1 - \frac{Z_1}{Z_2}}$ $R_3 = \frac{Z_1}{\sqrt{1 - \frac{Z_1}{Z_2}}}$	Corrente $K = \frac{Z_2}{Z_1} + \sqrt{\left(\frac{Z_2}{Z_1}\right)^2 - \frac{Z_2}{Z_1}}$ Tensione $K = 1 + \sqrt{1 - \frac{Z_1}{Z_2}}$ Potenza $K = \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} + \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1} - 1}$

TABELLA 2

dB	K	K^2	$\frac{K-1}{K+1}$	$\frac{K+1}{K-1}$	$\frac{K}{K^2-1}$	$\frac{K^2+1}{K^2-1}$	dB
0.05	1.0057731	1.011579	0.0028783	347.43	86.8618	173.73	0,05
0.1	1.011579	1.023292	0.0057562	173.73	43.4303	86.866	0.1
0.2	1.023292	1.047128	0.011512	86.866	21.713	43.437	0.2
0.3	1.035143	1.071520	0.017268	57.911	14.473	28.965	0.3
0.4	1.047128	1.096477	0.023022	43.437	10.854	21.730	0.4
0.5	1.059254	1.12202	0.028774	34.754	8.6810	17.391	0.5
0.6	1.071520	1.14815	0.034525	28.965	7.2327	14.499	0.6
0.7	1.083928	1.17490	0.040274	24.830	6.1974	12.435	0.7
0.8	1.096477	1.20227	0.046019	21.730	5.4209	10.888	0.8
0.9	1.10917	1.23027	0.051763	19.319	4.8168	9.6853	0.9
1.0	1.12202	1.25893	0.057502	17.391	4.3335	8.7237	1.0
1.1	1.13501	1.28825	0.063237	15.814	3.9376	7.9384	1.1
1.2	1.14815	1.31826	0.068968	14.499	3.6076	7.2842	1.2
1.3	1.16145	1.34896	0.074695	13.388	3.3283	6.7313	1.3
1.4	1.17490	1.38038	0.080418	12.435	3.0888	6.2579	1.4
1.5	1.18850	1.41254	0.086132	11.610	2.8809	5.8480	1.5
1.6	1.20227	1.44544	0.091846	10.888	2.6991	5.4899	1.6
1.7	1.21618	1.47911	0.097551	10.251	2.5384	5.1744	1.7
1.8	1.23027	1.51356	0.103249	9.6853	2.3956	4.8944	1.8
1.9	1.24452	1.54882	0.108939	9.1794	2.2676	4.6442	1.9
2.0	1.25893	1.58489	0.11463	8.7241	2.1523	4.4195	2.0
2.2	1.28825	1.65959	0.12597	7.9384	1.9531	4.0322	2.2
2.4	1.31826	1.73780	0.13728	7.2842	1.7867	3.7108	2.4
2.5	1.33352	1.77828	0.14293	6.9966	1.7133	3.5698	2.5
2.6	1.34896	1.81970	0.14856	6.7313	1.6457	3.4399	2.6
2.8	1.38038	1.90546	0.15980	6.2579	1.5245	3.2088	2.8
3.0	1.41254	1.99526	0.17100	5.8480	1.4192	3.0095	3.0
3.2	1.44544	2.08930	0.18215	5.4899	1.3269	2.8360	3.2
3.4	1.47911	2.18776	0.19326	5.1744	1.2453	2.6838	3.4
3.5	1.49623	2.2387	0.19879	5.0304	1.2079	2.6147	3.5
3.6	1.51356	2.2909	0.20432	4.8944	1.1725	2.5493	3.6
3.8	1.54882	2.3988	0.21532	4.6442	1.1072	2.4298	3.8
4.0	1.58489	2.5119	0.22627	4.4194	1.0483	2.3229	4.0
4.5	1.67880	2.8184	0.25340	3.9464	0.92323	2.0999	4.5
5.0	1.77828	3.1623	0.28013	3.5698	0.82241	1.9249	5.0
5.5	1.88365	3.5481	0.30643	3.2633	0.73922	1.7849	5.5
6.0	1.99526	3.9811	0.33228	3.0095	0.66932	1.6709	6.0
6.5	2.1135	4.4668	0.35764	2.7961	0.60964	1.5769	6.5
7.0	2.2387	5.0119	0.38246	2.6146	0.55801	1.4985	7.0
7.5	2.3714	5.6234	0.40677	2.4584	0.51291	1.4326	7.5
8.0	2.5119	6.3096	0.43051	2.3228	0.47309	1.3767	8.0
8.5	2.6607	7.0795	0.45366	2.2043	0.43765	1.3290	8.5
9.0	2.8184	7.9433	0.47622	2.0999	0.40592	1.2880	9.0
9.5	2.9854	8.9125	0.49817	2.0074	0.37730	1.2528	9.5
10.0	3.1623	10.000	0.51950	1.9249	0.35137	1.2222	10.0
10.5	3.3497	11.220	0.54020	1.8512	0.32775	1.1957	10.5
11.0	3.5481	12.589	0.56026	1.7849	0.30616	1.1726	11.0
11.5	3.7584	14.125	0.57969	1.7251	0.28635	1.1524	11.5
12.0	3.9811	15.849	0.59848	1.6709	0.26811	1.1347	12.0

dB	K	K^2	$\frac{K-1}{K+1}$	$\frac{K+1}{K-1}$	$\frac{K}{K^2-1}$	$\frac{K^2+1}{K^2-1}$	dB
12.5	4.2170	17.783	0.61664	1.6217	0.25127	1.1192	12.5
13.0	4.4668	19.953	0.63416	1.5769	0.23568	1.1055	13.0
13.5	4.7315	22.387	0.65105	1.5360	0.22123	1.0935	13.5
14.0	5.0119	25.119	0.66733	1.4985	0.20780	1.0829	14.0
14.5	5.3088	28.184	0.68298	1.4642	0.19529	1.0736	14.5
15.0	5.6234	31.623	0.69804	1.4326	0.18363	1.0653	15.0
15.5	5.9566	35.481	0.71250	1.4035	0.17275	1.0580	15.5
16.0	6.3096	39.811	0.72639	1.3767	0.16257	1.0515	16.0
16.5	6.6834	44.668	0.73970	1.3519	0.15305	1.0458	16.5
17.0	7.0795	50.119	0.75246	1.3290	0.14413	1.04071	17.0
17.5	7.4989	56.234	0.76468	1.3077	0.13577	1.03621	17.5
18.0	7.9433	63.096	0.77637	1.2880	0.12792	1.03220	18.0
18.5	8.4139	70.795	0.78755	1.2698	0.12055	1.02866	18.5
19.0	8.9125	79.433	0.79823	1.2528	0.11363	1.02550	19.0
19.5	9.4406	89.125	0.80844	1.2369	0.10713	1.02269	19.5
20.0	10.0000	100.000	0.81818	1.2222	0.10101	1.02020	20.0
20.5	10.5925	112.202	0.82747	1.2085	0.095255	1.01799	20.5
21.0	11.2202	125.893	0.83634	1.1957	0.089841	1.01601	21.0
21.5	11.8850	141.254	0.84478	1.1837	0.084739	1.01426	21.5
22.0	12.589	158.49	0.85282	1.1726	0.079935	1.01270	22.0
22.5	13.335	177.83	0.86048	1.1621	0.075411	1.011126	22.5
23.0	14.125	199.53	0.86777	1.1524	0.071148	1.01007	23.0
23.5	14.962	223.87	0.87470	1.1432	0.067133	1.00897	23.5
24.0	15.849	251.19	0.88130	1.1347	0.063348	1.00799	24.0
24.5	16.788	281.84	0.88756	1.1267	0.059778	1.00712	24.5
25.0	17.783	316.23	0.89352	1.1192	0.056413	1.00634	25.0
25.5	18.836	354.81	0.89917	1.1121	0.053238	1.00565	25.5
26.0	19.953	398.11	0.90455	1.1055	0.050246	1.00504	26.0
26.5	21.135	446.68	0.90965	1.0993	0.047422	1.00449	26.5
27.0	22.387	501.19	0.91448	1.0935	0.044757	1.00400	27.0
27.5	23.714	562.34	0.91907	1.0881	0.042245	1.00356	27.5
28.0	25.119	630.96	0.92343	1.0829	0.039874	1.00317	28.0
28.5	26.607	707.95	0.92755	1.0781	0.037636	1.00283	28.5
29.0	28.184	794.33	0.93147	1.0736	0.035526	1.00252	29.0
29.5	29.854	891.25	0.93518	1.0693	0.033534	1.00225	29.5
30.0	31.623	1,000.0	0.93869	1.0653	0.031655	1.00200	30.0
31.0	35.481	1,258.9	0.94518	1.0580	0.028207	1.00159	31.0
31.5	37.584	1,412.5	0.94817	1.0547	0.026627	1.00142	31.5
32.0	39.811	1,584.9	0.95099	1.0515	0.025135	1.00126	32.0
33.0	44.668	1,995.3	0.95621	1.0458	0.022398	1.00100	33.0
34.0	50.119	2,511.9	0.96088	1.04072	0.019961	1.00080	34.0
34.5	53.088	2,818.4	0.96302	1.03840	0.018843	1.00071	34.5
35.0	56.234	3,162.3	0.96506	1.03621	0.017788	1.00063	35.0
36.0	63.096	3,981.1	0.96880	1.03221	0.015853	1.00050	36.0
37.0	70.795	5,011.9	0.97214	1.02866	0.014128	1.00040	37.0
37.5	74.989	5,623.4	0.97368	1.02703	0.013338	1.00036	37.5
38.0	79.433	6,309.6	0.97513	1.02550	0.012591	1.00032	38.0
39.0	89.125	7,943.3	0.97781	1.02270	0.0112216	1.00025	39.0
40.0	100.000	10,000.	0.98020	1.02020	0.0100010	1.00020	40.0

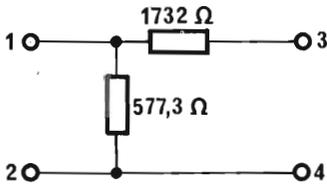



Fig. 4

colo si deduce che la potenza massima è dissipata in R_1

$$R_1 = 0{,}03 \text{ W circa}$$

ed assumendo un coefficiente di sicurezza del 100%, si avrà

$$R_1 = 0{,}06 \text{ W}$$

6 - Scelta del tipo di resistore
Si possono usare resistori commerciali a strato metallico o a strato di carbone da 1/16 di watt, con tolleranze del 5% e del valore resistivo nominale unificato di:

$$R_1 = R_2 = 390\ \Omega \text{ e } R_3 = 100\ \Omega$$

Praticamente si utilizza, in base alla tolleranza, il valore resistivo che più si avvicina a quello trovato dal calcolo.

Problema 2

Progettare un attenuatore a «T» dissimmetrico per una attenuazione di **20 dB di potenza** da inserirsi tra un circuito bilanciato avente una impedenza di $Z_1 = 500\ \Omega$ ed un circuito con una impedenza di $Z_2 = 200\ \Omega$.

Soluzione

1 - Data la caratteristica del circuito si sceglie il tipo a configurazione bilanciata.

2 - Dalla tabella n. 2 si desume il valore di (K) corrispondente alla attenuazione di 20 dB.

$$K = 10$$

3 - Si determina ora l'attenuazione minima di potenza, essendo $Z_1 > Z_2$ si utilizza la formula (tabella n. 1)

$$K = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} + \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2} - 1}$$

e sostituendo in essa i valori noti si ha:

$$K = 2{,}8$$

corrispondente in dB a

$$dB = 20 \log_{10} 2{,}8$$
$$dB = 8{,}9$$

4 - Essendo l'attenuazione di progetto maggiore di quella minima, il calcolo è possibile. Dalla tabella n. 1 si desumano quindi le formule relative

$$R_3 = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2} \left(\frac{K}{K^2-1}\right)$$

$$R_2 = Z_1 \left(\frac{K^2+1}{K^2-1}\right) - R_3$$

$$R_1 = Z_2 \left(\frac{K^2+1}{K^2-1}\right) - R_3$$

sostituendo in esse i valori noti si ha:

$R_3 = 632,4 \times 0,101 = 63,9\ \Omega$

$R_2 = 200 \times 1,02 - 63,9 = 140,1\ \Omega$

$R_1 = 500 \times 1,02 - 63,9 = 446,1\ \Omega$

Problema 3

Progettare un attenuatore a «T» dissimetrico per una attenuazione di **20 dB di tensione** da inserirsi tra un circuito sbilanciato avente una impedenza di $Z_1 = 500\ \Omega$ ed un circuito avente $Z_2 = 2000\ \Omega$.

Soluzione

1 - Data la caratteristica del circuito si sceglie il tipo a configurazione sbilanciata.

2 - Dalla tabella n. 2 si desume il valore di (K) corrispondente alla attenuazione di 20 dB

$$K = 10$$

3 - Si determina ora l'attenuazione minima possibile di tensione, essendo $Z_1 < Z_2$ si utilizza la formula (tabella n. 1)

$$K = 1 + \sqrt{1 - \frac{Z_1}{Z_2}}$$

$$K = 1,866$$
$$dB = 5,42$$

4 - Essendo l'attenuazione di progetto maggiore di quella minima, il calcolo è possibile. Dalla tabella n. 1 si desumano quindi le formule relative

$$R_3 = \frac{2\ Z_1 \cdot Z_2}{K\ Z_2 - \dfrac{Z_1}{K}}$$

$$R_2 = R_3 \left(\frac{K\ Z_2}{Z_1} - 1\right) - Z_2$$

$$R_1 = Z_1 - R_3 \left(1 - \frac{Z_1}{K\ Z_2}\right)$$

sostituendo in esse i valori noti si ha:

$R_3 = 100,2\ \Omega$ $R_2 = 1907,8\ \Omega$ $R_1 = 402,3\ \Omega$

Problema 4

Con i dati esposti nei problema 3 si calcoli un attenuatore che attui l'adattamento d'impedenza fra i due circuiti con la minima attenuazione possibile.

Soluzione

Essendo $Z_1 < Z_2$ l'attenuatore sarà del tipo ad «L» con resistenza d'ingresso in derivazione, si utilizzano pertanto le seguenti formule dedotte dalla tabella n. 1

$$R_2 = Z_2 \sqrt{1 - \frac{Z_1}{Z_2}}$$

$$R_3 = \frac{Z_1}{\sqrt{1 - \dfrac{Z_1}{Z_2}}}$$

e sostituendo in esse i valori noti si ha:

$R_2 = 1732\ \Omega$

$R_1 = 577,3\ \Omega$

L'inserimento di tale rete (figura 4) nel circuito attua le seguenti attenuazioni:

— attenuazione di potenza = 11,43 dB
— attenuazione di tensione = 5,42 dB
— attenuazione di corrente = 17,45 dB

20 AX
il televisore a colori per l'Europa

20AX vuol dire convergenza automatica, e di conseguenza, portare da 18 a 7 le complicate regolazioni richieste da questa notoriamente laboriosa messa a punto. Ciò è stato possibile impiegando un cinescopio con cannoni coplanari e bobine di deflessione a sella « multisezione ».

di Jani CADOVIC

Il nuovo ricevitore a colori 20AX è formato essenzialmente da questi tre nuovi componenti:
— cinescopio con angolo di deflessione di 110°, con cannoni coplanari, maschera a fenditure e fosfori a strisce,
— unità di deflessione con bobine a sella «multisezione»,
— unità per le correzioni della convergenza statica.

Uno stesso telaio 20AX può essere usato per cinescopi con diagonale dello schermo di 66,56 e 47 cm.

La caratteristica del ricevitore a colori 20AX è quella di avere una semplice messa a punto del cinescopio. Questa caratteristica, molto importante sia dal punto di vista del costruttore che del riparatore, è stata possibile grazie all'applicazione di tecnologie più avanzate e ad una grande esperienza acquisita nella costruzione di milioni di cinescopi a colori convenzionali e di unità di deflessione a sella con avvolgimenti «multisezione».

20AX: il sistema della convergenza automatica

In televisione a colori, si ha convergenza quando le tre immagini, nei tre colori fondamentali, «giacciono» perfettamente una sopra l'altra in tutte le parti dello schermo. Questa semplice condizione che permette ad un televisore a colori di riprodurre **senza sfumature colorate** un'imma-

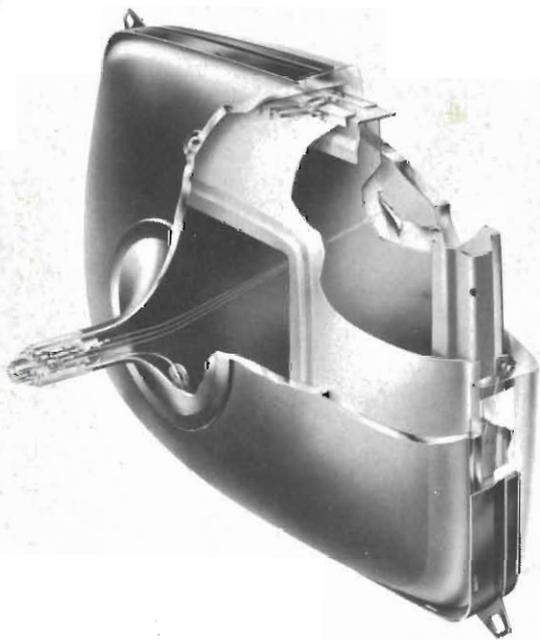



Fig. 1 - Spaccato di un cinescopio per sistema 20AX. Si notino i cannoni coplanari (in-line) e il «bordino» sul cono del cinescopio per un perfetto posizionamento dell'unità di deflessione.

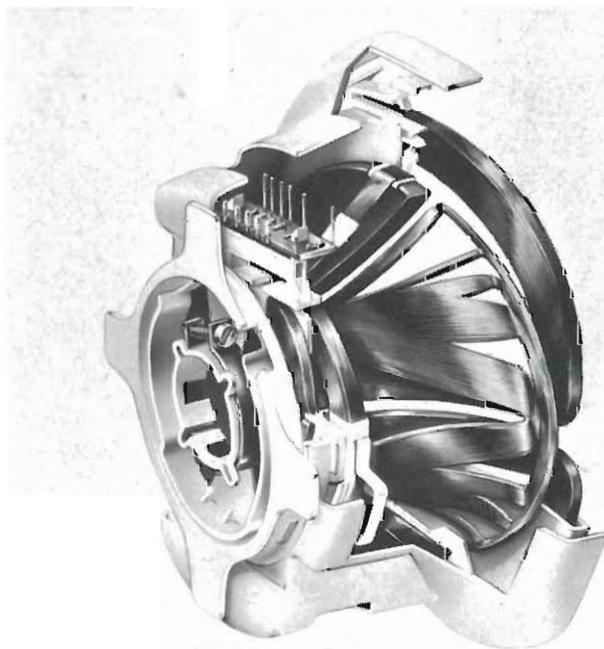



Fig. 2 - Spaccato di una unità di deflessione per 20AX. E' stata rimossa una parte del nucleo in ferrite per mettere in evidenza la conformazione degli avvolgimenti delle bobine di deflessione.

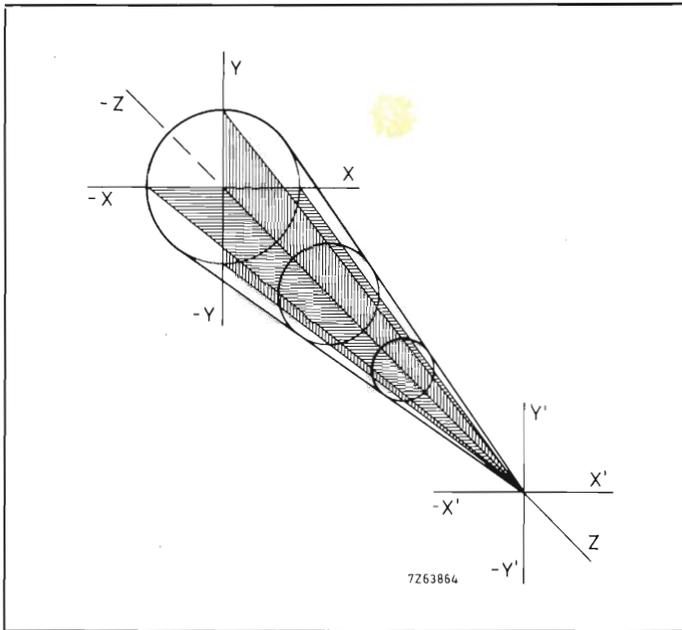
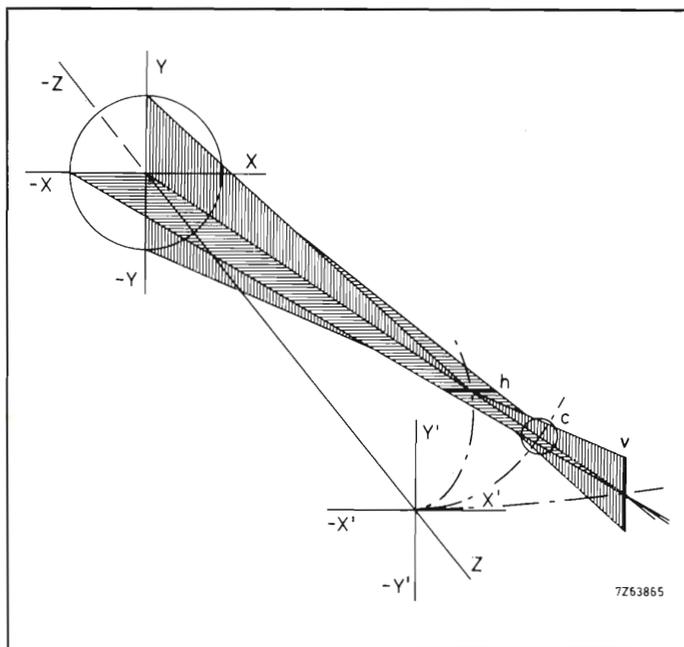



Fig. 3 - Fascio conico di raggi di elettroni originati dal centro di deflessione e convergenti al centro dello schermo.

gine in bianco e nero, e **senza alterazioni di colori** un'immagine a colori, è stata ottenuta fino ad oggi mediante l'impiego di complicati circuiti (circuiti per la convergenza dinamica).

Il sistema 20AX permette di eliminare questi complicati sistemi di correzione. Per ottenere ciò esso richiede:

1) un cinescopio con cannoni coplanari (in-line), (fig. 1),
2) bobine di deflessione capaci di fornire campi magnetici con configurazione ben definita. (fig. 2).

Il principio della convergenza **automatica** su cui appunto si basa il 20AX, era noto da molto tempo; la sua applicazione pratica è stata però possibile soltanto in questi ultimi tempi dato che i ridotti valori di tolleranze di costruzione richiesti dal cinescopio e dalle bobine di deflessione sono stati ottenuti soltanto ora, dopo anni e anni di fabbricazione in serie di questi due componenti.

Abbiamo detto che, come principio, il sistema 20AX è **autoconvergente,** un sistema cioè con il quale la convergenza delle tre immagini in tutte le parti dello schermo è ottenuta **automaticamente** senza ricorrere ai circuiti della cosiddetta convergenza dinamica. Qui di seguito illustreremo sommariamente il principio della convergenza automatica.

Si consideri la fig. 3 nella quale è riportato un fascio conico di raggi di elettroni originati dal centro di deflessione e convergenti, in assenza di campi magnetici di deflessione, al centro dello schermo del cinescopio. Se questo stesso fascio conico di raggi di elettroni viene assoggettato all'azione di un campo magnetico diretto in senso **orizzontale** succede (fig. 4) che, a causa del fenomeno dell'astigmatismo, i raggi non convergeranno più in un punto ma si disporranno in due **linee focali** intramezzate da una zona a sezione circolare. Una di queste linee focali risulta **parallela** alla direzione della deflessione (linea focale orizzontale **h**), l'altra risulta invece normale alla prima linea (linea focale verticale **v**). La porzione del fascio a sezione circolare (**c**) non giacerà sul piano dello schermo ma su un piano incurvato all'interno del cinescopio stesso.

Consideriamo ora queste stesse condizioni per il caso di un convenzionale cinescopio con cannoni **a delta** (fig. 5). In questo caso, il fascio conico è costituito dai tre soli raggi di elettroni, rispettivamente **r**, **g** e **b** disposti ai vertici di un triangolo equilatero. Evidentemente, questi tre raggi di elettroni convergeranno in un unico punto solo al centro dello schermo. Al di fuori di questa posizione, il fenomeno dell'astigmatismo li farà divergere come appunto indicato in figura 5. Siccome è praticamente impossibile produrre campi magnetici di deflessione esenti da

Fig. 4 - Quando il fascio conico di fig. 3 viene assoggettato ad un campo magnetico orizzontale, il fenomeno dell'astigmatismo deforma il fascio in due linee focali inframezzate da una sezione circolare che non giace sullo schermo.

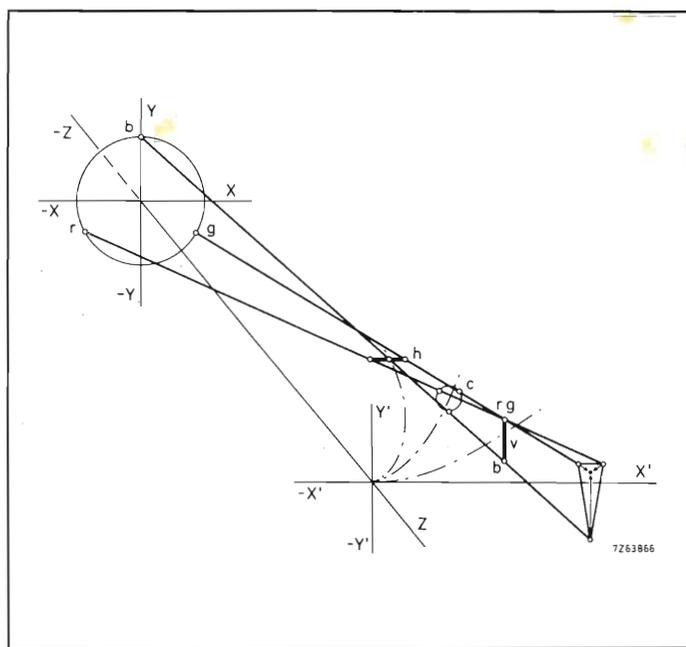



Fig. 5 - Posizioni assunte da tre raggi di elettroni disposti a delta (sistema convenzionale) quando questi sono assoggettati ad un campo magnetico orizzontale. La convergenza dei tre raggi esiste solo al centro dello schermo. Nelle altre parti varia al variare della deflessione e non in uguale misura per i tre raggi.

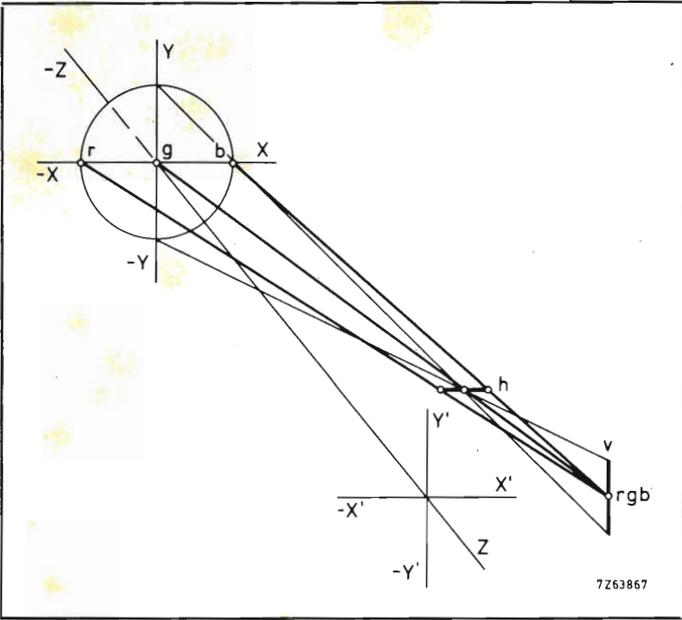



Fig. 6 - Stessa condizione di fig. 5 ma in questo caso i tre raggi di elettroni sono coplanari; la linea focale verticale di fig. 4 degenera in un punto nel quale convergono i tre raggi di elettroni.

astigmatismo, si è dovuto fino ad oggi assoggettare i tre raggi di elettroni a campi magnetici di correzione aggiuntivi, prodotti appunto dai noti circuiti della convergenza dinamica. La complicazione di questi circuiti e la loro laboriosa messa a punto deriva dal fatto, già messo in evidenza dalla figura 5, che la correzione da introdurre varia con la deflessione e non è di uguale entità per tutti e tre i raggi di elettroni.

Vediamo ora l'effetto dell'astigmatismo prodotto dal campo magnetico orizzontale su tre raggi disposti a delta. La linea focale verticale si riduce invece ad un unico punto (punto r, g, b in fig. 6) nel quale convergono i tre raggi; ciò per il fatto che, in questo caso, dal centro di deflessione non «parte» alcun raggio disposto lungo l'asse verticale. Per fare in modo che il punto di convergenza dei tre raggi situato sulla linea focale verticale venga a trovarsi sullo schermo in qualsiasi punto della deflessione orizzontale basterà progettare opportunamente le bobine di deflessione orizzontale.

Verrebbe ora da pensare che per ottenere questo stesso risultato anche nel caso della deflessione verticale, fosse sufficiente disporre di un campo magnetico di deflessione uguale a quello orizzontale ma naturalmente ruotato di 90°.

La fig. 7 indica il risultato ottenibile facendo in questo modo, risultato che è esattamente l'opposto di quello desiderato in quanto in questo caso, sullo schermo verrebbe a giacere la linea focale orizzontale formata da tre punti distinti (r, g, b) e non la «linea» verticale nella quale si trova il punto di convergenza dei tre raggi.

Nel caso della deflessione verticale dei tre raggi sarà quindi necessario scambiare la posizione delle due linee focali (vedi fig. 8), in modo che, anche in questo caso, sullo schermo venga a giacere la «linea» focale verticale nella quale, abbiamo visto, si trova il punto di convergenza dei tre raggi r, g e b. Per realizzare questo scambio è sufficiente progettare le bobine verticali in maniera che esse introducano un **astigmatismo di polarità opposta** a quello introdotto dalle bobine orizzontali.

Conclusione: per ottenere la convergenza automatica di tre raggi di elettroni coplanari sarà necessario fare in modo che sullo schermo del cinescopio giacciano solo le «linee» focali verticali. Per ottenere ciò bisognerà che il campo magnetico orizzontale abbia una accentuata configurazione a **cuscino;** quello verticale **a barilotto** (fig. 9). Infine, per fare in modo che le «linee» focali verticali prodotte dall'azione combinata dei due campi giacciano sul piano dello schermo anche in corrispondenza degli angoli sarà ne-

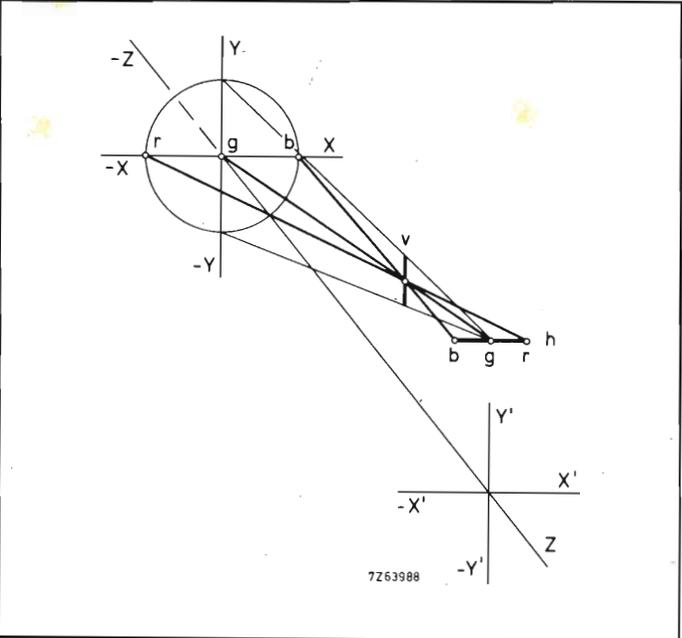



Fig. 7 - Se i tre raggi di fig. 6 vengono assoggettati ad un campo magnetico uguale a quello di fig. 6 ma ruotato semplicemente di 90° (campo magnetico verticale), sullo schermo giacerà la linea focale orizzontale (comprendente r, g e b distanziati) e non quella verticale (comprendente il punto di convergenza dei tre raggi).

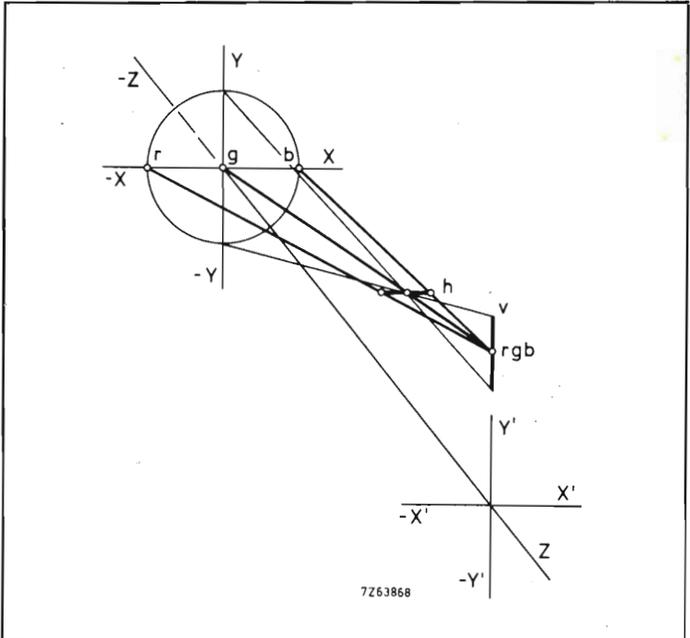



Fig. 8 - Per far giacere sullo schermo la linea focale verticale in presenza di un campo di deflessione verticale è necessario che le bobine verticali introducano un astigmatismo di polarità opposta a quello introdotto dalle bobine orizzontali.

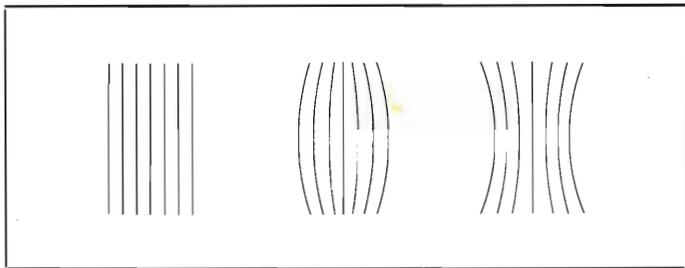



Fig. 9 - Partendo da sinistra. Linee di forza di un campo uniforme, a barilotto e a cuscino. Per far giacere su tutte le parti dello schermo del cinescopio il punto di convergenza dei tre fascetti è necessario: 1) esaltare l'astigmatismo prodotto dai campi magnetici di deflessione, 2) fare in modo che esso sia di polarità opposta nelle due direzioni della deflessione dei fascetti.

cessario dare alle spire delle bobine di deflessione una configurazione precisa e ben definita, e nello stesso tempo, facilmente riproducibile in una produzione di serie di queste bobine. Ciò è stato ottenuto con l'introduzione delle bobine a sella «multisezione» (fig. 2).

Compensazione delle tolleranze di fabbricazione del cinescopio e delle bobine di deflessione

Dopo quello che abbiamo più sopra detto, il lettore si meraviglierà se diciamo che anche il sistema 20AX richiede alcune correzioni statiche e dinamiche. Facciamo subito però presente che queste correzioni sono rese necessarie solo a causa delle inevitabili piccole tolleranze di costruzione del cinescopio e dell'unità di deflessione. Teoricamente, infatti, se questi due componenti fossero perfetti, il sistema 20AX non richiederebbe per sè alcun circuito di correzione dato che esso, **per principio, è autoconvergente.** La stessa cosa non si può dire del sistema convenzionale (fig. 5) che, per principio, richiede sempre, indipendentemente dall'entità delle tolleranze dei due suddetti componenti, circuiti di convergenza. In verità, le correzioni richieste dal 20AX sono poche (da 5 a 7 contro le 14 e 18 del sistema convenzionale), e indipendenti tra loro.

Statisticamente, le tolleranze del cinescopio e dell'unità di deflessione si presentano come variazioni in più o in meno rispetto allo zero (alterazioni simmetriche). Esse potranno quindi essere compensate ricorrendo a semplici **circuiti a ponte** formati esclusivamente con componenti passivi (regolazione simmetrica).

Eventuali errori di convergenza in direzione **verticale** (asse Y dello schermo) potranno essere corretti sbilanciando le correnti di deflessione nelle due metà delle bobine di deflessione rispettivamente orizzontale e verticale (fig. 10 a e b). Questa differente ripartizione delle correnti di deflessione nei due avvolgimenti che costituiscono ciascuna bobina di deflessione è possibile solo impiegando

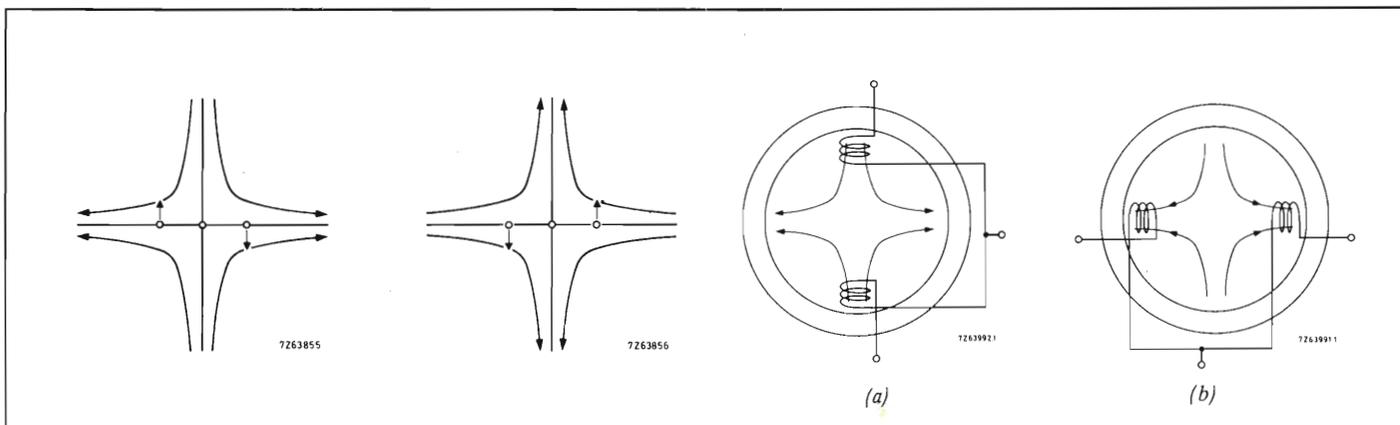



Fig. 10 (a sinistra) - Campo magnetico a quadripolo impiegato per la correzione degli errori che si producono in direzione verticale (Y). La direzione di questo campo coincide con quella dei campi di deflessione. E' ottenuto sbilanciando la corrente nei due avvolgimenti che compongono le bobine di deflessione rispettivamente verticale (b) e orizzontale (a).

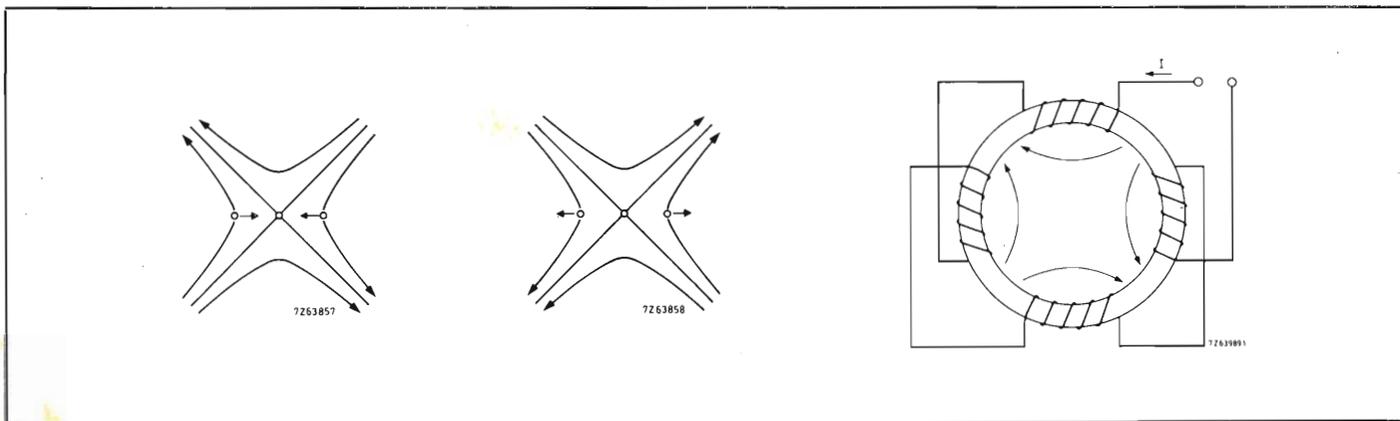



Fig. 11 (a sinistra) - Campo magnetico a quadripolo impiegato per la correzione degli errori che si producono in senso orizzontale (X). La direzione di questo campo è spostata di 45° rispetto agli assi di deflessione. E' attenuato da quattro avvolgimenti (riportati direttamente sul nucleo in ferrite dell'unità di deflessione) nei quali vengono inviate correnti di deflessione orizzontali e verticali.

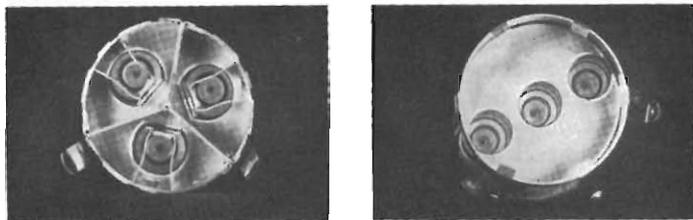



Fig. 12 (a sinistra) - Sistema elettrodico di un cinescopio a delta; (a destra) di un cinescopio con cannoni coplanari.

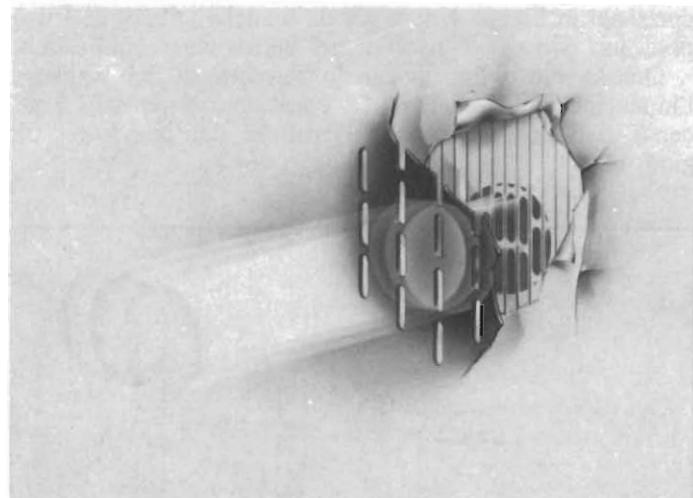



Fig. 13 - Particolare dell'atterraggio dei tre fascetti sui fosfori a strisce. Si notino le fenditure della maschera forata.

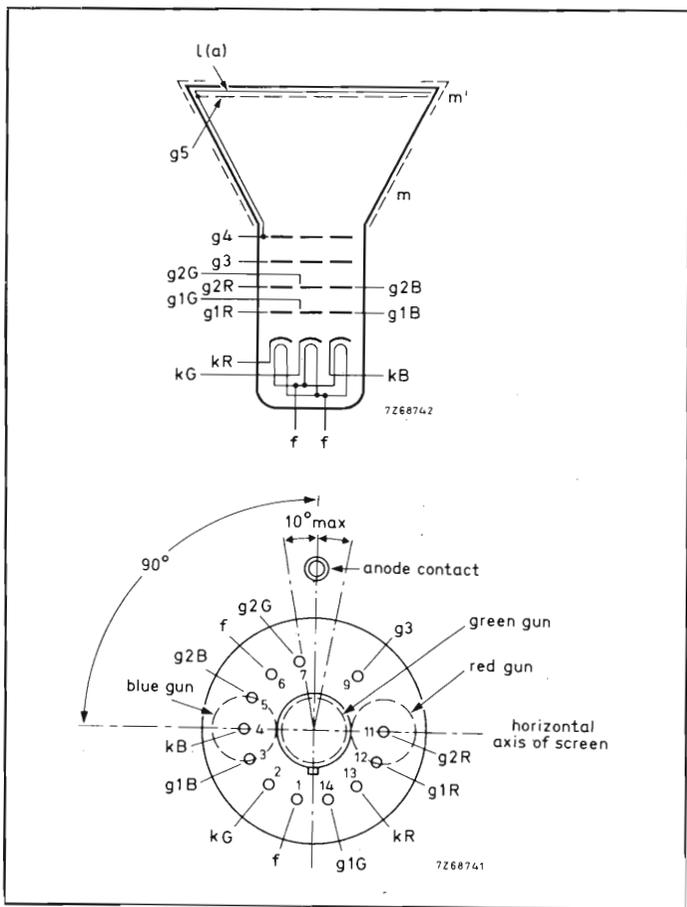



Fig. 14 - Schema elettrico del sistema elettrodico di un cinescopio per 20AX.

bobine di deflessione a sella. A causa di questa differente ripartizione della corrente di deflessione nei due avvolgimenti di ciascuna bobina rispettivamente orizzontale e verticale si viene a creare un campo magnetico a 4 poli allineato con gli assi di deflessione rispettivamente verticale e orizzontale (fig. 10 a sinistra).

Per la correzione degli errori di convergenza in **senso orizzontale** (asse X dello schermo) è richiesto un campo magnetico a 4 poli, il cui asse però dovrà essere ruotato di 45° rispetto ai normali assi di deflessione orizzontale e verticale (fig. 11 a sinistra). Evidentemente, questo particolare campo magnetico a 4 poli non potrà essere prodotto dalle bobine di deflessione. E' per questo motivo quindi che sull'anello in ferrite dell'unità di deflessione vengono sistemati 4 avvolgimenti aggiuntivi come appunto indicato in fig. 11 a destra; tali avvolgimenti provvederanno a creare il suddetto campo.

VANTAGGI DEL SISTEMA 20AX

1) Collo con diametro standard

Nel cinescopio per il sistema 20AX, i tre cannoni elettronici sono disposti su un piano orizzontale (in-line) e non ai vertici di un triangolo equilatero (a delta) come avveniva nei cinescopi a colori convenzionali (fig. 12). Inoltre, la maschera forata di questo nuovo cinescopio, al posto dei fori possiede delle fenditure verticali, e sullo schermo, al posto dei puntini, si trovano strisce di fosforo disposte anch'esse in direzione verticale (fig. 13). Si comprende facilmente come questa disposizione verticale dei fosfori sullo schermo faciliti enormemente il problema della purezza dei colori **in senso verticale.**

L'aver mantenuto per il collo del cinescopio, il diametro standard di 36,5 mm ha permesso di spaziare comodamente i tre cannoni elettronici, tutto a vantaggio di un più favorevole **angolo di selezione dei colori** in senso orizzontale. Ciò significa, in altre parole, che i tre fascetti di elettroni possono ora andare a colpire con una certa «facilità» le rispettive strisce di fosforo, ed avere pertanto un buon margine di riserva in questo loro «atterraggio». Ed è proprio in forza di questa maggiore riserva di atterraggio in senso orizzontale che è possibile trascurare l'influenza dei campi magnetici residui presenti nei componenti metallici del cinescopio. In pratica, ciò permette di «alleggerire»

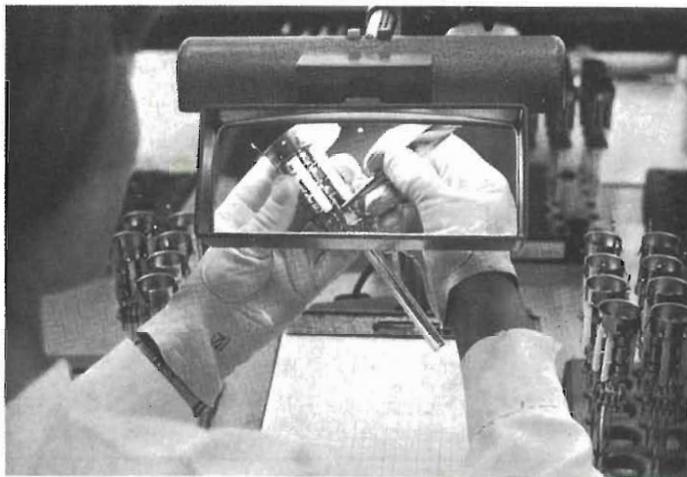



Fig. 15 - Posto di montaggio dei componenti di un cannone elettronico per cinescopio 20AX. L'assiemaggio viene effettuato attraverso una lente d'ingrandimento.

il compito del sistema di smagnetizzazione del cinescopio; per questo motivo, le bobine di smagnetizzazione di un cinescopio a colori 20AX richiedono **meno rame,** e di conseguenza saranno meno ingombranti e meno costose.

Il collo con diametro standard di 36,5 mm permette non solo di spaziare considerevolmente i tre cannoni tra di loro, ma anche di avere una certa distanza tra essi e il vetro del collo con evidente vantaggio agli effetti di possibili scariche EAT.

2) Elettrodi di pilotaggio separati

I tre cannoni elettronici hanno ciascuno i propri elettrodi separati; difatti, i collegamenti del catodo (K), della griglia di controllo (G1) e della griglia schermo (G2) si trovano separati l'uno dall'altro sullo zoccolo del cinescopio (fig. 14). Ciò permette di poter usare l'uno o l'altro dei due classici sistemi di pilotaggio del cinescopio a colori, vale a dire il **sistema RGB** o il sistema dei **segnali differenza di colore.** La messa a punto della scala dei grigi viene effettuata, come nei cinescopi convenzionali, mediante regolazione della tensione sull'elettrodo G2. L'assiemaggio dei componenti dei cannoni di questo nuovo cinescopio è effettuato con nuovi sistemi e nuove macchine (fig. 15).

3) Catodi a riscaldamento rapido

I catodi ad emissione rapida sono stati introdotti nei cinescopi in bianco e nero già da qualche tempo. Essi non potevano non essere adottati nel nuovo cinescopio 20AX.

Questo nuovo tipo di catodo permette di fare apparire l'immagine sullo schermo del cinescopio dopo solo 5 secondi dalla chiusura dell'interruttore del televisore (figura 16).

Fig. 16 - Confronto tra un catodo normale e un catodo a riscaldamento rapido. 1) filamento riscaldatore, 2) cilindro del catodo, 3) strisce di fissaggio, 4) prima griglia, g1, 5) isolante, 6) supporti, 7) mica, 8) tubetto di supporto.

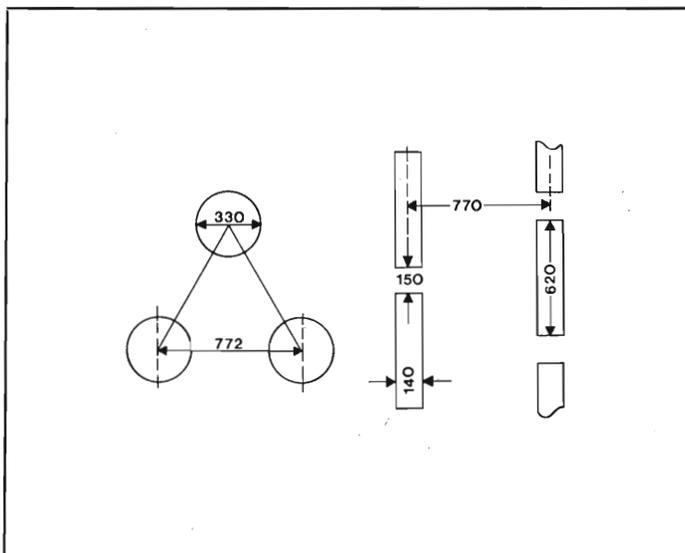



Fig. 18 (a sinistra) - Geometria dei fori della maschera in un cinescopio convenzionale e delle fenditure in un cinescopio per 20AX (a destra) valori espressi in μm.

Fig. 17 - Effetto sfocalizzante subito dal puntino luminoso a) di un campo di deflessione convenzionale, b) di un campo di deflessione autoconvergente, c) riduzione della sfocalizzazione ottenuta impiegando un cannone astigmatico.

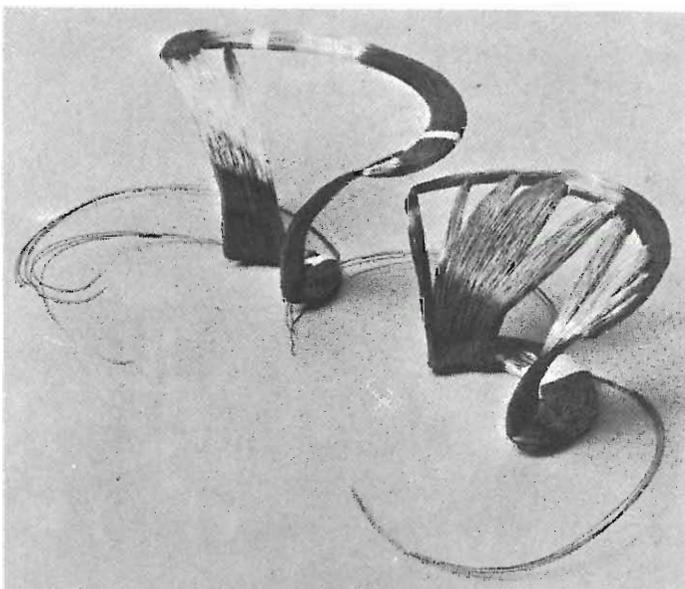



Fig. 19 - Bobine a sella verticale e orizzontale di una unità di deflessione per 20AX.

Fig. 20 - Aspetto caratteristico del nucleo in ferrite di una unità di deflessione per 20AX. Le svasature laterali servono per dare al campo di deflessione verticale la conformazione a barilotto richiesta.

4) **Elevata qualità dell'immagine**

L'aver mantenuto il diametro del collo del cinescopio sul valore standard di 36,5 mm ha permesso di non ridurre il diametro degli elettrodi dei cannoni elettronici; in altre parole, possiamo dire che la **lente elettronottica,** come appunto può essere considerato ciascun cannone elettronico, ha mantenuto il suo diametro convenzionale. Questo fatto, come è noto, consente di ridurre enormemente tutte le varie forme di aberrazione a cui di solito va incontro il punto luminoso tutte le volte che si cerca di ridurre le dimensioni dei vari componenti della lente elettronottica. Inoltre, per compensare fenomeni di sfocalizzazione prodotti dai campi magnetici di deflessione (fig. 17) si è fatto in maniera che la lente elettronottica produca già in partenza un fascetto con un certo astigmatismo (c in fig. 17). Le dimensioni delle fenditure verticali della maschera e quelle delle strisce di fosforo sullo schermo sono state calcolate in maniera da escludere qualsiasi eventualità di fenomeni moirè. (fig. 18).

Fig. 21 - Spaccato dell'unità per le correzioni statiche. I due anelli sono simmetrici e sono accoppiati mediante pignoni: una loro rotazione in direzioni opposte può aumentare o diminure l'intensità del campo.

5) **Bobine di deflessione a sella**

Le bobine di deflessione rispettivamente verticali e orizzontali sono del tipo «a sella» (fig. 19) e non toroidali. Esse vengono circondate da un nucleo in ferrite di forma speciale (fig. 20). L'impiego di bobine a sella «multisezione» ha permesso di ottenere due notevoli vantaggi e cioè:

— bassi valori o addirittura assenza di campi magnetici di deflessione dispersi

— una configurazione ben definita dei campi magnetici (rispettivamente a cuscino e a barilotto) necessari per produrre l'astigmatismo richiesto dal sistema 20AX.

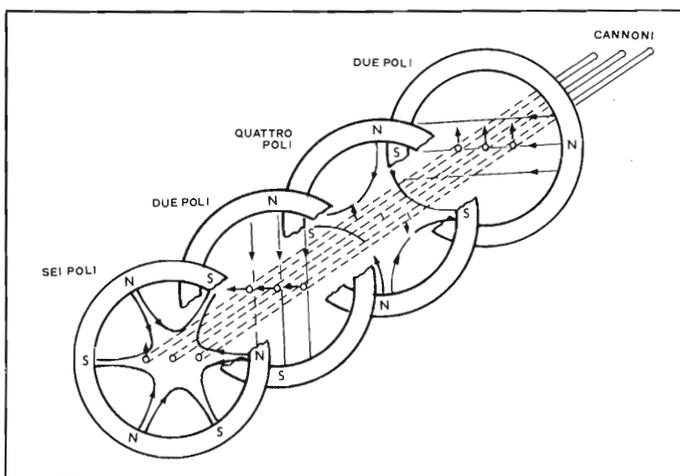



Fig. 22 - Effetto dei vari campi magnetici dell'unità per le correzioni statiche sui tre fascetti di elettroni.

La configurazione «a sella» permette inoltre di concentrare i campi magnetici di deflessione esclusivamente all'interno del collo del cinescopio e nel nucleo di ferrite. In questa maniera, evidentemente non esitono campi magnetici di deflessione dispersi.

CORREZIONI STATICHE

L'unità che provvede alle correzioni statiche è formata da quattro magneti permanenti a forma di anello: uno serve per la **purezza** del colore, un secondo per la **simmetria** del raster mentre gli altri due servono per la messa a punto della **convergenza.** L'unità viene sistemata sul collo del cinescopio, ed esattamente tra i cannoni e il giogo di deflessione.

Ciascun elemento dell'unità è costituito, a sua volta, da una coppia di anelli di plastoferrite magnetizzati, accoppiati meccanicamente tramite ingranaggio a pignone (fig. 21).

Una coppia di anelli, magnetizzati come due magneti **bipolari verticali,** serve per la messa a punto della purezza in direzione orizzontale. Una seconda coppia di anelli, magnetizzati come due magneti **bipolari orizzontali** prov-

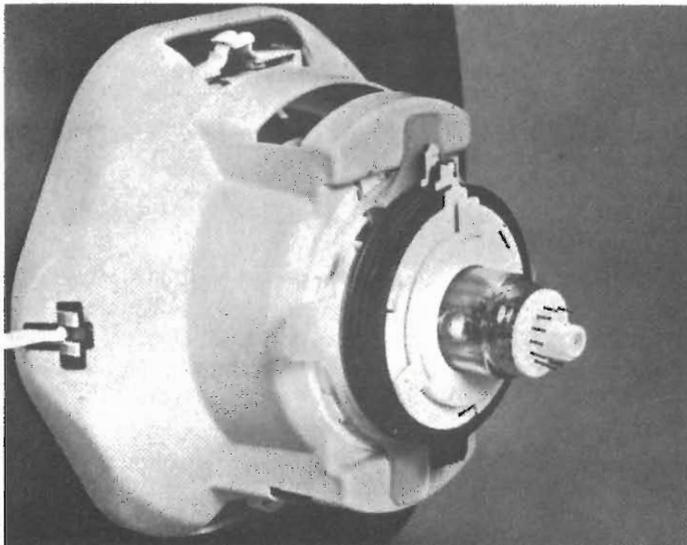



Fig. 23 - Unità di deflessione e unità per le correzioni statiche montate sul collo del cinescopio.

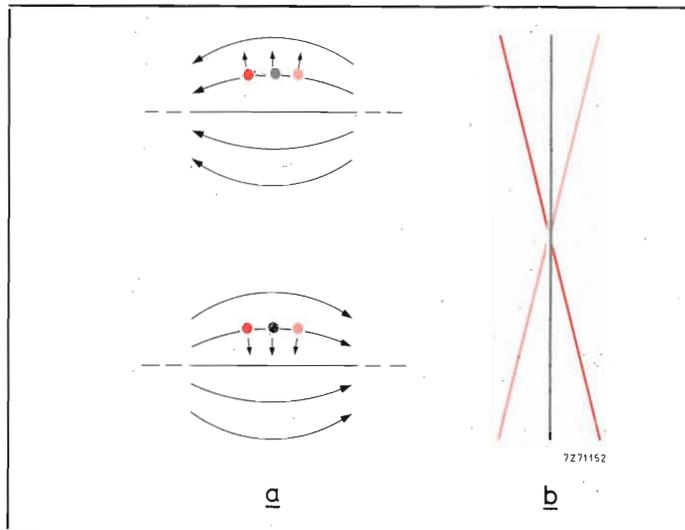



Fig. 25 - Lo spostamento verticale del piano dei fascetti rispetto al centro di deflessione verticale (a), produce l'incrocio delle linee verticali rossoblu (b).

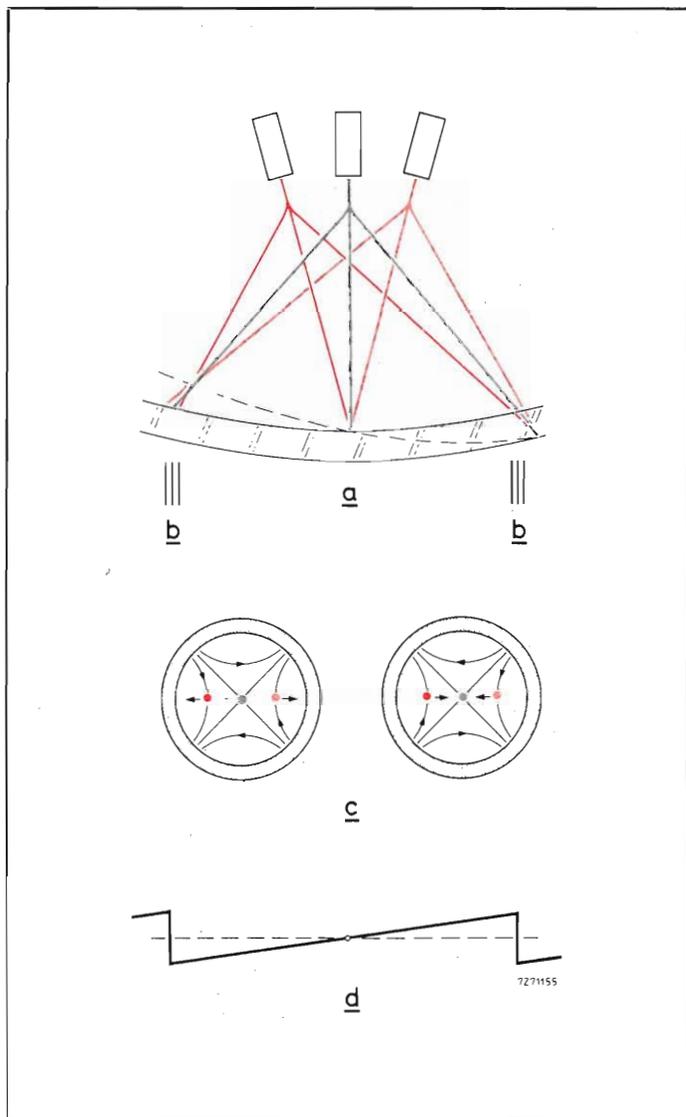



Fig. 24 - L'inclinazione del piano di convergenza (a), produce errori di convergenza (b), i quali possono essere corretti mediante avvolgimenti a quattro poli (c), nei quali scorre una corrente a dente di sega a frequenza di riga (d).

vede a correggere qualsiasi disallineamento verticale che potrebbe verificarsi tra i fascetti e l'asse del sistema cinescopio-giogo. Infatti, a causa del forte astigmatismo prodotto dal campo di deflessione orizzontale, il suddetto disallineamento produrrebbe una possibile curvatura dell'asse orizzontale del raster.

Le altre coppie di anelli servono per le correzioni della **convergenza statica**; una di queste coppie di anelli risulta

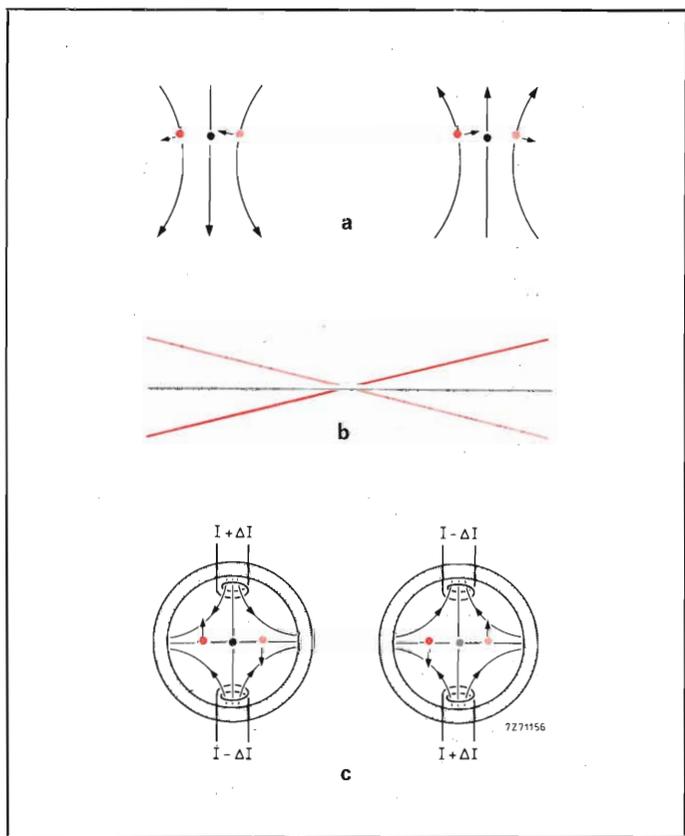



Fig. 26 - Lo spostamento verticale del piano dei fascetti rispetto al centro del campo di deflessione orizzontale (a), produce l'incrocio delle linee orizzontali rosse e blu (b), il quale può essere corretto sbilanciando le due metà della bobina orizzontale (c).

magnetizzata come un magnete a 4 poli; l'altra coppia come un magnete a 6 poli (fig. 22).

Agendo sulla coppia a 4 poli si effettua una uguale predeflessione dei due fascetti esterni nelle due opposte direzioni mentre agendo sulla coppia a 6 poli, i due suddetti fascetti esterni vengono predeflessi in ugual misura nella stessa direzione; scopo delle due suddette regolazioni è quello di far convergere tutti e tre i fascetti **al centro** dello schermo.

Questa unità multipolare che effettua le suddette correzioni statiche viene sistemata subito dietro l'unità di deflessione (fig. 23) e viene fissata in questa posizione mediante rotazione di un anello di plastica a tre alette che la blocca sul collo del cinescopio.

Fig. 27 - L'asimmetria sinistra/destra del campo di deflessione verticale (a), produce errori di convergenza in alto e in basso dell'immagine (b), i quali possono essere corretti sbilanciando le due metà della bobina di deflessione verticale.

CORREZIONI DINAMICHE

Abbiamo visto che il sistema del 20AX è per sua natura autoconvergente, e che le correzioni dinamiche richieste servono esclusivamente a compensare le tolleranze di produzione dei componenti usati (bobine di deflessione e cinescopio). Queste compensazioni dinamiche sono richieste per i seguenti motivi.

Osserviamo la fig. 24. Qui vediamo che il piano sul quale convergono automaticamente i tre fascetti risulta leggermente inclinato rispetto al piano dello schermo: ciò potrebbe essere prodotto da una leggera asimmetria destra/sinistra nella distribuzione del campo di deflessione orizzontale. Conseguenza: ai lati dello schermo avremo errori di convergenza di segno opposto. Questo stesso tipo di errore potrebbe avere luogo nel caso in cui il punto di convergenza dei tre fascetti risultasse, in assenza di deflessione, spostato **orizzontalmente** rispetto al centro dello schermo.

I suddetti errori possono essere corretti introducendo un campo magnetico a quattro poli disposto in diagonale rispetto ai campi di deflessione (45°). Questo campo (fig. 24 c) viene prodotto da quattro avvolgimenti sistemati sullo stesso nucleo in ferrite sul quale si trovano le bobine di deflessione. In questi quattro avvolgimenti verrà fatta

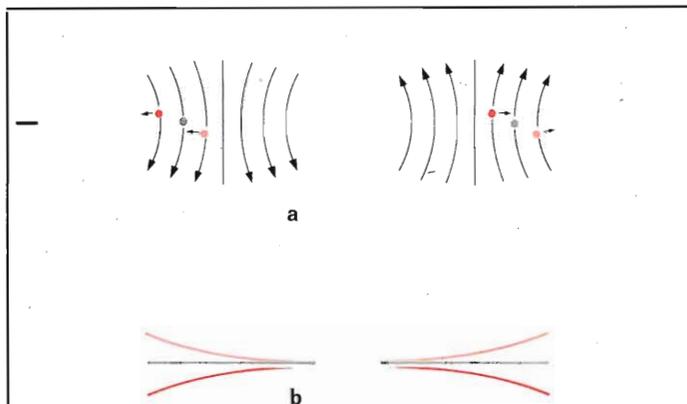



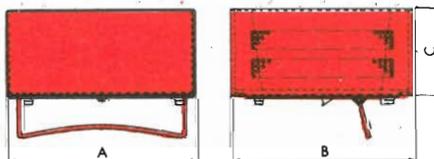
Fig. 28 - La rotazione del cannone elettronico (a), produce errori di convergenza verticale di natura parabolica (b).

circolare una corrente a dente di sega che potrà essere prelevata dallo stesso circuito per la deflessione **orizzontale** (vedi anche fig. 11).

Allo stesso modo, una asimmetria alto/basso del campo di deflessione verticale oppure, in assenza di deflessione, una deviazione in senso verticale, del punto di convergenza dei fascetti rispetto al centro dello schermo produrrà errori di convergenza in senso orizzontale in alto e in basso dello schermo. Questi errori vengono corretti facendo circolare nei quattro avvolgimenti disposti sul nucleo in ferrite dell'unità di deflessione, denti di sega di corrente a frequenza **verticale.**

Un eventuale spostamento dei fascetti in senso orizzontale rispetto al **centro** del campo di deflessione normalmente non produce inconvenienti dato che il sistema 20AX provvede a convergere automaticamente tutti i fascetti che si trovano su un piano orizzontale che giaccia sull'asse delle bobine. Al contrario, un eventuale spostamento in senso verticale del piano dei tre fascetti rispetto al centro del campo di deflessione, tenderà a produrre durante la scansione verticale, errori di convergenza a dente di sega (fig. 25). Anche questi errori potranno essere corretti inviando correnti a dente di sega a **frequenza di quadro** nei quattro avvolgimenti disposti sul nucleo in ferrite dell'unità di deflessione.

Nello stesso tempo però compariranno durante la deflessione orizzontale errori di convergenza in direzione verticale che produrranno l'incrociarsi delle righe orizzontali rosse e blu (fig. 26 b). Questo stesso errore, abbiamo visto che può essere prodotto da una eventuale asimmetria alto/basso del campo di deflessione orizzontale. Anche questi errori possono essere corretti mediante un campo magnetico a **quattro** poli, che in questo caso, ha **la stessa direzione** dei campi magnetici di deflessione. Questo particolare campo magnetico a quattro poli può essere ottenuto sbilanciando la corrente che circola nelle due metà della bobina di deflessione orizzontale (fig. 26-c). Allo stesso modo le asimmetrie destra/sinistra del campo di deflessione orizzontale o la deviazione in senso orizzontale rispetto al centro dello schermo dei fascetti (in assenza di deflessione) produrrà durante la deflessione verticale errori di convergenza verticali (fig. 27 b). Anche questi errori potranno essere corretti sbilanciando la corrente circolante nelle due metà della bobina di deflessione verticale (fig. 27 c).

Infine, quando il piano dove si trovano i fascetti risulta ruotato rispetto al normale orientamento, avremo un errore di convergenza parabolico in senso verticale che si verificherà durante la deflessione sia verticale che orizzontale (fig. 28). Anche questo errore potrà essere corretto sbilanciando la corrente che attraversa le due metà della bobina di deflessione.

Circuiti integrati lineari per applicazioni industriali e consumer

I circuiti integrati lineari L120, L121 e L068 costituiscono alcune nuove ed interessanti realizzazioni della SGS-ATES. In questo articolo vengono illustrate alcune loro applicazioni sia di carattere industriale che domestico.

di B. MURARI

APPLICAZIONI DEL CIRCUITO INTEGRATO L120

Controllo di temperatura con uso di termocoppia quale elemento sensore.

Per il controllo di temperatura nel quale sia richiesta una notevole robustezza, linearità, e semplicità dell'elemento sensore, sono usate di frequente le termocoppie.

Detto elemento, fornendo una differenza di potenziale in funzione delle differenze di temperatura tra le due generazioni dell'ordine di grandezza, secondo i materiali che lo costituiscono, della diecina di μV/°C richiede degli accorgimenti per un suo corretto impiego

A riguardo viene proposta un'applicazione impiegante l'L120 (fig. 1) che consente di ottenere una discreta precisione nella temperatura regolata e i seguenti altri vantaggi:

— basso numero di componenti

— alimentazione direttamente dalla rete

— basso costo

Per contro non è possibile ridurre l'errore sulla temperatura regolata ad un limite inferiore ad alcuni gradi. Inoltre la potenza regolabile dal dispositivo non può superare la decina di kW.

Vengono di seguito forniti i vari tipi di circuiti e le prestazioni che possono essere ottenute da ognuno di essi.

La soluzione proposta in figura 2 è sicuramente la più economica in quanto non contempla l'uso di trasformatori né di alimentazione né per la trasmissione di impulsi al gate del triac.

Non consente di lavorare però con la termocoppia a contatto di apparecchiature sotto tensione essendo essa stessa ancorata alla tensione di rete.

La soluzione proposta in figura 3 consente di pilotare potenze doppie rispetto alla precedente.

Comporta però un numero maggiore di componenti costosi, quali il trasformatore di impulsi e il trasformatore di alimentazione dell'integrato.

Inoltre si perde il segnale «O current».

E' necessario perciò, per un corretto funzionamento, supporre che il carico sia puramente resistivo.

La compensazione di temperatura è stata ottenuta tramite R7: si tratta di un resistore di rame il cui coefficiente di temperatura è del 4°/₀₀/°C.

Per il dimensionamento si è applicata la seguente formula:

$$\frac{4}{1000} \cdot R7 \cdot I = 40 \cdot 10^{-6}$$

(f.e.m. fornita dalla termocoppia)

$$R7 \cdot I = 10^{-2} \text{ V}$$

Per ottenere una compensazione ancora migliore è necessario usare resistenze a film metallico che garantiscono un'elevata stabilità in temperatura.

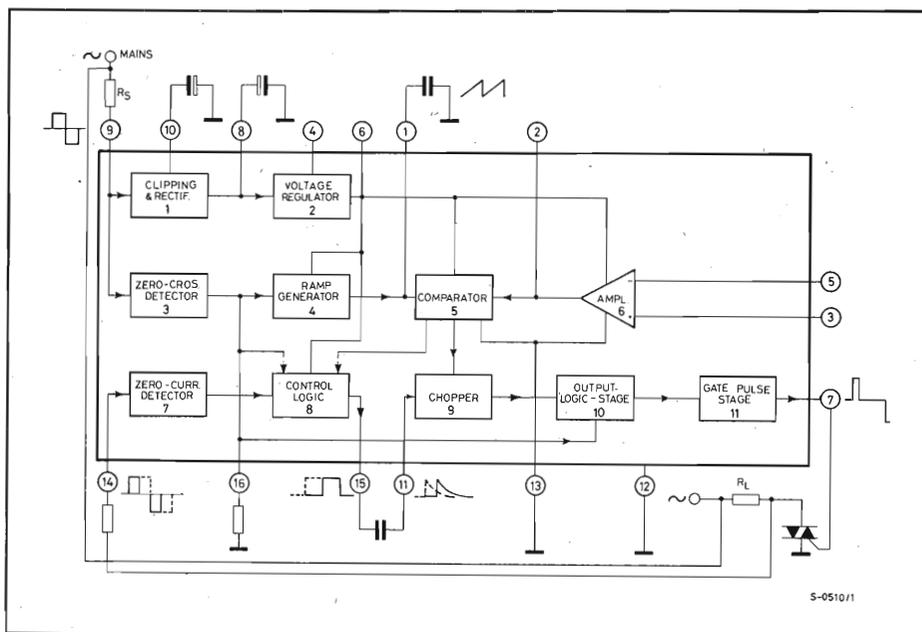



Fig. 1 - Schema a blocchi del circuito integrato L120.

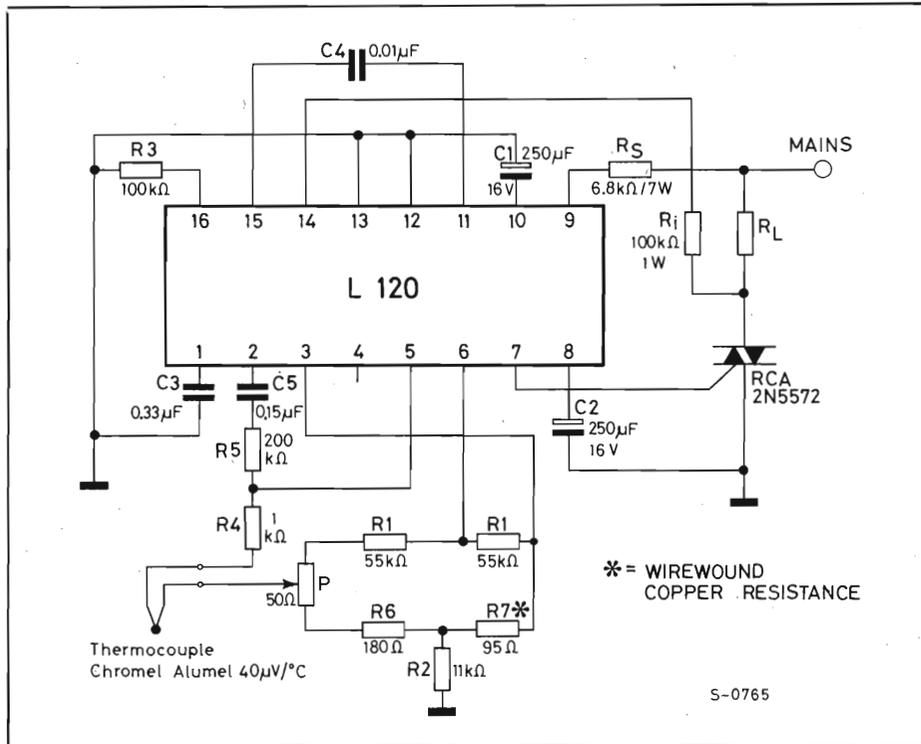



Fig. 2 - Circuito elettrico di un controllo di temperatura con L120 e senza trasformatore impiegante una termocoppia come elemento sensore.

Calcolo degli errori massimi sulla temperatura controllata

Campo di temperatura del dispositivo: 0 - 50 °C

1. Errore dovuto alla deriva del regolatore di tensione al variare della temperatura: circa 1%
2. Errore dovuto alla deriva dell'offset dell'amplificatore: circa 12 °C con termocoppia Chromel Alumel 40 μV/°C.
3. Errore dovuto al guadagno non infinito dell'amplificatore: trascurabile.

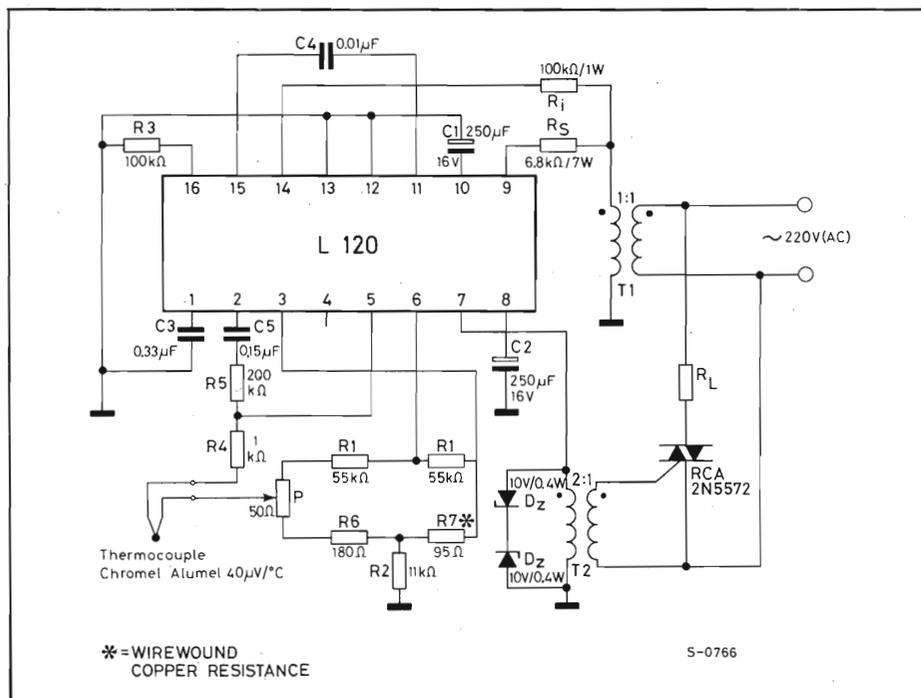



Fig. 3 - Circuito elettrico di un controllo di temperatura capace di pilotare potenze doppie rispetto al circuito di figura 2.

4. Errore dovuto alla deriva della tensione di rampa e trigger del comparatore: trascurabile.
5. Errore dovuto alla deriva della tensione del blocco «O current»: trascurabile.
6. Errore dovuto alla compensazione della giunzione fredda: può essere limitato curando la compensazione fino a renderlo trascurabile.
7. Errore totale è la somma di quelli al punto 1 e 2: come tale è formato da un errore percentuale più un errore assoluto.

I dati riportati si riferiscono ad un caso pessimo, in cui cioè l'offset abbia una deriva piuttosto alta. Nelle prove eseguite si è riusciti a regolare una temperatura con una precisione di 3-4 °C su 120 °C e con escursioni di temperatura del circuito di controllo tra —20 e 60 °C.

E' verosimile credere che la deriva della tensione di uscita del regolatore si sia, nel caso in esame, contrapposta a quella dell'offset, ottenendo perciò una certa forma di compensazione.

Alimentatore senza trasformatore impiegante il circuito integrato L120 in un sistema di controllo a controreazione

Per il funzionamento dei circuiti di deflessione degli apparecchi televisivi a colori di grande schermo si rendono necessarie potenze rilevanti ad alta tensione. In particolare le prestazioni dello stadio di deflessione orizzontale possono essere notevolmente migliorate impiegando una alimentazione stabilizzata. Allo scopo di ridurre il costo, peso e ingombro ci sono state recentemente molte iniziative per sviluppare alimentazioni che non impieghino un trasformatore da rete.

Una soluzione tipica impiega un SCR come raddrizzatore a semplice semionda: la regolazione viene ottenuta tramite un circuito di innesco che controlla l'angolo di innesco dell'SCR.

Fra gli svantaggi di un circuito di questo tipo vi sono:

— l'esigenza di un SCR con tensioni di breakdown elevata;
— la possibilità di generare distrurbi a radio frequenza causati da picchi estremamente rapidi di corrente;
— la necessità di un trasformatore d'impulsi per trasferire gli impulsi di trigger al gate dello SCR;
— instabilità latente nell'elemento sensore del segnale di uscita inse-

rito nell'anello di reazione (normalmente un fotoelemento).

Le prestazioni tipiche di circuiti di questo tipo possono essere riassunte in tal modo:

— reiezione alla tensione di rete: 30 ÷ 35 dB;
— regolazione alle variazioni di carico: 2 ÷ 3%;
— tensione di ripple: 2 ÷ 5 Vp.p.;
— campo di regolazione della tensione di uscita: 2%

Un circuito originale impiegante il circuito integrato L120 come elemento di controllo per l'innesco ha permesso di ottenere un notevole miglioramento dei parametri sopra elencati senza grossi aumenti di costo.

Descrizione del circuito

Gli elementi principali del sistema illustrato in fig. 4 sono:

— raddrizzatore a ponte connesso direttamente alla rete;
— SCR di controllo;
— filtro in serie col carico.

La tensione di retroazione è presa dalla uscita del filtro e riportata al circuito di fase.

Il punto nel quale l'SCR è innescato durante ciascun semiciclo è così corretto in funzione delle variazioni di carico e della tensione di rete.

La tensione di uscita può essere variata in un vasto campo cambiando il valore del segnale di riferimento. L'SCR di regolazione può essere un tipo a basso breakdown poiché i picchi di tensione sono assorbiti dal ponte raddrizzatore, ecc.

La condizione peggiore capita quando la tensione di uscita è zero e la tensione di linea è al massimo di 253 V (220 + 15%). In questo caso la tensione di blocco diretta sullo SCR raggiunge il valore di 357 V.

La massima tensione inversa accade quando si richiede all'uscita la tensione massima di 240 V ed ha essa stessa il valore di 240 V. La fig. 4 mostra il circuito completo dell'alimentatore il quale opera come segue:

— la rete è raddrizzata dal ponte D1 ed alimenta lo SCR e il circuito integrato attraverso il resistore di caduta R9;
— poiché si richiede un impulso positivo ogni semiperiodo la parte di alimentazione negativa del circuito integrato L120 viene disabilitata connettendo il pin 10 al pin 12 e 13;

TABELLA I - PRESTAZIONI TIPICHE DEL CIRCUITO INTEGRATO L120

Regolatore di tensione (blocco 2)	
Tensione di uscita	8 V
Tensione di ingresso minima	9 V
Regolazione di carico	46 dB
Reiezione della linea	50 dB
Deriva termica	1,5 mV/°C
Rivelatore di tensione nulla (blocco 3)	
Tensione di soglia	±12 V
Deriva termica	1,5 mV/°C
Generatore di dente di sega (blocco 4)	
Deriva termica di corrente (in R_E)	50 nA/°C (per R_E = 130 kΩ)
Deriva termica di tensione (su C_E)	0,5 mV/°C/ms (per C_E = 0,1 μF)
Comparatore (blocco 5)	
Tensione di scatto	70 mV
Deriva termica della tensione di scatto	100 μV/°C
Amplificatore (blocco 6)	
Guadagno ad anello aperto	80 dB
Tensione di offset	3 mV
Corrente di offset	0,1 μA
Prodotto guadagno-banda	3 MHz
Deriva termica	10 μV/°C
Corrente di polarizzazione	0,3 μA
Stadio di uscita (blocco 11)	
Corrente di porta	120 mA
Deriva termica	0,4/°C

La variazione dell'angolo di conduzione con la tensione di linea $\frac{\Delta\varphi}{\Delta V}$ è tipicamente 0,05/°V. La deriva termica dell'angolo di accensione dipende linearmente dall'angolo di accensione ed è maggiore per piccoli angoli di conduzione. Con i valori tipici R_E = 130 kΩ, C_E = 0,1 μF si ha $\frac{\Delta\varphi}{\Delta T} \leq 0,1$ °/°C per angolo di conduzione di 10°. Per angolo di conduzione intorno a 180° il precedente valore risulta ridotto approssimativamente di un ordine di grandezza.

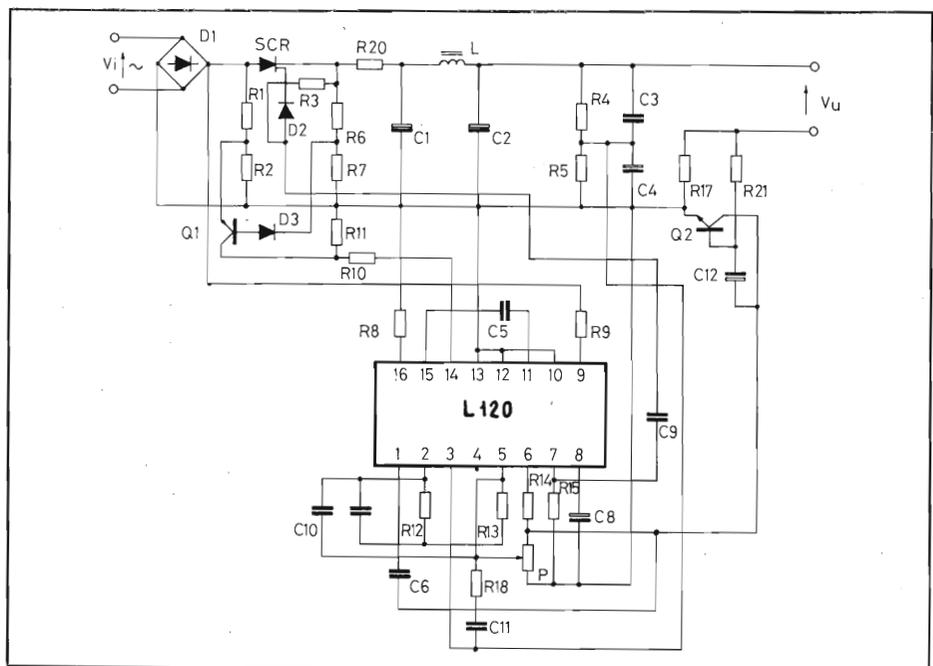



Fig. 4 - Alimentatore senza trasformatore con circuito integrato L120.

— il segnale di retroazione è preso dal partitore formato da R4, R5, C3, C4 e riportato all'ingresso non invertente dell'amplificatore operazionale integrato dell'L120.

Questo tipo di partitore migliora il rapporto di ronzio a 100 Hz tra segnale di retroazione e tensione di linea;

— l'ingresso invertente dell'amplificatore operazionale è connesso ad una tensione di riferimento ottenuta dal partitore di R14 e il potenziometro P connesso all'uscita dello stabilizzatore di tensione sul pin 6 dell'integrato;

— il segnale di errore è amplificato e comparato con una tensione a rampa sincrona con lo zero di rete e quando la rampa raggiunge lo stesso livello dell'errore viene fornita una abilitazione al circuito generato d'impulsi;

— per sganciare un impulso di innesco sono necessari due ulteriori abilitazioni: il segnale di «tensione zero» e quello di «corrente zero»;

— il segnale «zero V» è presente per tutto il tempo in cui la tensione raddrizzata è più alta di una tensione di soglia data da uno zener interno, mentre il segnale «zero I» viene rilevato quando la corrente cade sotto la corrente di holding;

— il segnale di abilitazione «zero V» è generato direttamente dalla tensione di rete tramite la resistenza di caduta sul pin 9;

— per sentire la corrente sul triac sono state tentate più soluzioni tecniche, ma tutte sono risultate eccessivamente complesse e alla fine imperfette.

La soluzione eventuale adottata è stata di paragonare la tensione sull'anolo dell'SCR con quella sul catodo fornendo l'abilitazione al blocco «zero I» quando la prima sia più alta della seconda di un certo valore assicurando in tal modo un corretto innesco dell'SCR in tutte le condizioni di carico e di alimentazione possibili.

— il segnale di abilitazione «zero I» è ricavato tramite la configurazione di partitori R1, R2, R6, R7 e con l'impiego del transistore Q1 quando la tensione nel punto A supera quella al punto B di VBE, Q1 viene portato in conduzione e sul suo collettore la tensione sale ad un valore di circa 10 V fornendo l'abilitazione al «circuito I»;

— quando sono presenti contemporaneamente tutte le abilitazioni sul pin 7 viene generato un impulso positivo di circa 6 V che viene trasferito con un accoppiamento capacitivo al gate dell'SCR;

— il diodo D2 protegge la giunzione base emettitore contro il rischio di una rottura per rovesciamento della tensione quando la tensione regolata è alta e l'uscita del ponte è zero;

— il transistore Q2 provvede alla protezione per sovraccarico abbassando il riferimento quando la corrente sul carico supera il valore dato da VBE/R17.

TABELLA II

Tensione alternata di alimentazione	**220 V +15% −10%**
Campo della tensione di uscita	**60 - 240 V**
Corrente sul carico	**0,6 A**
Tensione di ripple (I_L = 0,6 A)	**1,1 Vp.p.**
Regolazione al carico (I_L = 0,6 A)	**0,25%**
Regolazione alle variazioni di rete I_L = 0,6 A)	**50 dB**
Soglia di intervento per sovraccorrente	**1 A**
Picco ripetitivo di corrente attraverso l'SCR	**4,5 A**
Corrente di picco sull'SCR all'accensione	**12 A**
Deriva termica $\frac{\Delta V_{out}}{V_{out}}$/°C	**0,018%/°C**

Fig. 5 - Schema a blocchi del circuito integrato L121.

Prestazioni

La deriva del sistema in temperatura è determinata principalmente dalla deriva della tensione di riferimento dell'integrato.

Poiché la tensione da regolare è presa per il tramite di un partitore dovuto allo deriva dell'amplificatore l'errore in uscita risulta aumentato del rapporto di partizione.

Questo significa che la deriva termica della tensione regolata aumenta all'aumentare della tensione di uscita.

Consideriamo il guadagno di trasferimento:

$$GT = \frac{V_{out}}{V_{ref}}$$

si ottiene:

$$\frac{\Delta V_{out}}{\Delta T} = V_{ref} \cdot G_T \ (V/°C)$$

Per esempio nel caso di V_{out} = = 140 V:

ΔV_{ref} = +0,45 mV/°C e G_T = 55 otteniamo:

ΔV_{out} = 0,45 x 55 = +25 mV/°C

al massimo della tensione di uscita

ΔV_{ref} = 0,77 mV/°C

si ottiene per la tensione di uscita

ΔV_{out} = 0,77 x 55 — +43 mV/°C

Questi valori sono stati confermati, entro stretti limiti dalla verifica sperimentale.

Qualora fosse essenziale ridurre la deriva termica è possibile inserire tra il potenziometro e massa un diodo. In tale modo la deriva positiva del dispositivo (1,5 ÷ 1,7 mV/°C) viene compensata dal coefficiente di temperature negativo del diodo.

Le caratteristiche elettriche del circuito sono elencate in tabella II.

Da questi dati si può rilevare che il circuito rappresenta un miglioramento sostanziale rispetto alle soluzioni convenzionali. Ciò è dovuto al suo basso costo, campo di regolazione, protezione ai sovraccarichi, partenza graduale a rampa.

E' prevedibile che il circuito rappresenti una soluzione ottimale per apparecchi televisivi.

Fig. 6 - Controllo di temperatura di tipo on-off con circuito integrato L121.

APPLICAZIONI DEL CIRCUITO INTEGRATO L121

L'L121 è fondamentalmente simile all'L120 eccetto per il fatto che è previsto per controlli di tipo «burst» piuttosto che a parzializzare di fase, di SCR e triac (vedi fig. 5). Le prestazioni dei blocchi interni sono sostanzialmente quelle in tabella I riferentisi all'L120.

I sistemi di controllo burst possono essere usati in due modi: in un sistema proporzionale oppure con una configurazione on/off.

Viene presentato un circuito per entrambe i modi per applicazioni in sistemi domestici di controllo di temperatura attualmente impieganti termostati costituiti da lamine a bimetallo.

Controllo di tipo on-off

Il circuito di fig. 6, che per numero di componenti e per le prestazioni che offre è il più conveniente in apparecchiature civili, è stato realizzato impiegando come rilevatore di temperatura un resistore NTC da 47 KΩ, il quale, insieme ad un potenziometro che permette di impostare la temperatura desiderata, costituisce un partitore al cui punto centrale è connesso l'ingresso non invertente dell'operazionale integrato nel dispositivo L121.

L'ingresso invertente è invece collegato ad una tensione di riferimento interna presente al pin 4.

L'amplificatore operazionale, che è controreazionato positivamente, funziona da trigger, abilitando o meno la conduzione del triac a seconda del livello cui viene a trovarsi l'ingresso non invertente rispetto alla tensione di riferimento presente sull'ingresso invertente.

Con questo semplice sistema si è riusciti a realizzare un controllo di temperatura il più economico possibile e con capacità di regolazione che, sperimentato con piccoli quantitativi d'acqua, si è dimostrato in grado di mantenere la temperatura entro i ± 1,5°C.

Lo schema riportato in fig. 6 permette di ottenere un campo di regolazione compreso tra i 20°C e i 60°C,

Fig. 7

che può essere variato a piacere scegliendo diversi valori di R3 e P1. Il sistema andrà a regime come schematizzato nel diagramma riportato in figura 7.

Controllo di tipo proporzionale

Il circuito di figura 8 si differenzia dal precedente in quanto è presente un gruppo R2-C3 che, connesso al generatore di rampa integrato nel dispositivo L121 ha lo scopo di trasferire al carico la potenza c.a. per un numero intero di semiperiodi contenuti in un tempo base preventivamente fissato da R2-C3, e affidare al sensore esterno (resistore NTC) il compito di regolare il rapporto vuoto/pieno nel tempo base stabilito

L'amplificatore operazionale integrato nell'L121, a differenza di quanto avviene nel controllo on-off, non funziona da trigger bensì in zona lineare.

Lo schema riportato in fig. 8 permette di ottenere una regolazione di ± 0,5°C (provando l'apparecchiatura con piccoli quantitativi d'acqua).

Il sistema va a regime con un andamento del tipo riportato in figura 9.

Anche in questo circuito, variando il valore di P1 e R5, possono essere ottenuti campi di regolazione diversi da 20°C ÷ 60°C.

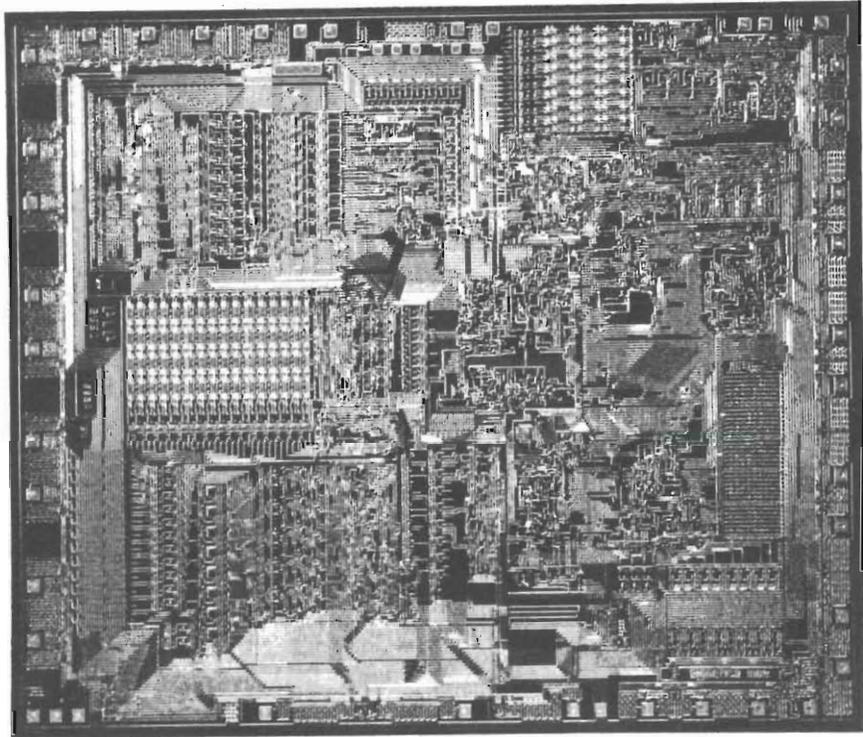
Fig. 8 - Controllo di temperatura di tipo proporzionale con circuito integrato L121.

Fig. 9

Fig. 10 - Schema a blocchi del circuito integrato L068.

APPLICAZIONI DEL CIRCUITO INTEGRATO L068

Il circuito integrato L068 (fig. 10) è un amplificatore monolitico di elevata potenza progettato sul principio degli amplificatori operazionali con ingressi differenziali e un'unica uscita.

Nell'applicazione che segue si dimostra come l'amplificatore può esse-

PHILIPS

Chip del microprocessor 2650

Philips prima in Europa nei Semiconduttori e Circuiti Integrati, amplia la sua ben nota gamma di componenti elettronici con i Circuiti Integrati della

signetics

una delle maggiori ditte americane produttrici di Circuiti integrati che entra a far parte del Gruppo Philips

La Philips Elcoma oltre ai Circuiti Integrati produce una gamma completa di semiconduttori per impieghi civili e professionali.
Per ulteriori informazioni rivolgersi a:

PHILIPS S.p.A. - Sez. Elcoma - Data Processing
Piazza IV Novembre, 3 - 20124 MILANO

E' quindi oggi disponibile in Italia attraverso la rete di vendita Philips una gamma completa di Circuiti integrati per tutte le applicazioni:

Circuiti Integrati digitali bipolari:	TTL-N, TTL-H, TTL-S, TTL-LS, ECL
Circuti Integrati digitali MOS:	serie Locmos 4000
Memorie bipolari:	RAM fino a 1024 bit ROM fino a 8192 bit PROM fino a 4096 bit
Memorie MOS:	RAM fino a 4096 bit ROM fino a 8192 bit
Microprocessor:	MOS N channel e bipolari
Shift Registers MOS:	fino a 1024 bit
Circuiti Integrati lineari professionali:	Operazionali - Comparatori - Timers - Phase Locked Loops - Regolatori di tensione
Circuiti Integrati lineari civili:	per TV a colori e bianco/nero - per Radio - per Registratori - per Audio - per organi elettronici
Transistori D-MOS:	$f_T > 1$ GHz
Circuiti di interfaccia digitali e lineari	**Circuiti Integrati a specifica militare**

PHILIPS S.p.A.
Sez. Elcoma - Data Processing - Piazza 4 Novembre, 3 - 20124 MILANO - Tel. 6994

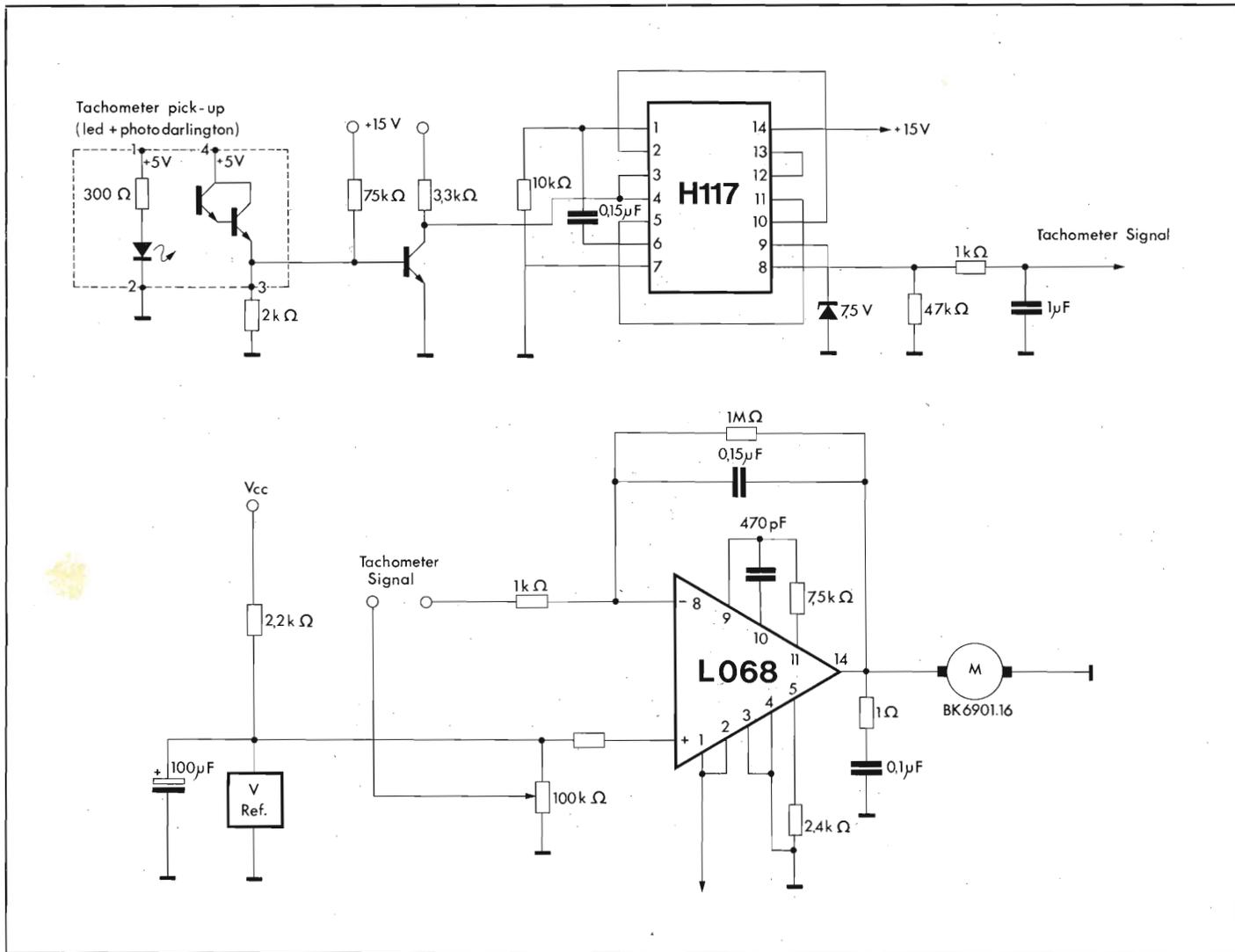



Fig. 11 - Controllo di velocità per motori impiegante il circuito integrato L068.

re impiegato negli impianti industriali e professionali come un completo servoamplificatore.

Il controllo di velocità realizzato impiegando il dispositivo L068 è costituito dai seguenti blocchi:

Rivelatore tachimetrico

E' stato realizzato un semplice convertitore frequenza-tensione impiegante il dispositivo H117 (della serie high level logic della SGS-ATES) abbinato ad un fotolettore (diodo led+fotodarlington) che ha permesso di ottenere un segnale tachimetrico con una variazione rigorosamente lineare ($\leqq 1\%$) al variare del numero di giri del motore, sul cui asse è stato calettato un disco forato.

Nelle macchine stampanti (ad esempio telescriventi e calcolatrici) il segnale tachimetrico può essere più facilmente ricavato da un elettromagnete tra le cui espansioni scorre una ruota dentata calettata al rullo della stampante.

Più genericamente si può adottare un tipo di motore (facilmente reperibile in commercio) sul cui albero è calettata una piccola dinamo tachimetrica.

Riferimento di tensione

E' stato realizzato con uno zener di circa 21 V. Qualora fosse necessaria una buona stabilità della velocità al variare della temperatura sarà necessario disporre di una tensione di riferimento opportunamente compensata, ad esempio il dispositivo TBA 271.

Amplificatore operazionale di potenza

Il dispositivo L068 adottato nella presente applicazione è in grado di fornire al carico correnti dell'ordine di 1,5 A ÷ 2 A. Allo spunto le protezioni di cui è provvisto il dispositivo gli permettono di fornire correnti maggiori senza degradarsi.

Il carico, nel caso in oggetto, è costituito da un motore Lenco BK690116 che, con una coppia di circa 350 gcm, a 22 V di tensione di alimentazione, assorbe una corrente di circa 1 A.

La regolazione ottenuta, per tensioni di alimentazione varianti tra 28 V e 36 V e coppia variante tra 100 gcm e 350 gcm, è inferiore al ± 1% della velocità rilevata con VS = 30 V e coppia pari a 350 gcm.

Nella applicazione in oggetto il dispositivo L068 è stato alimentato tra +VCC e massa. Ciò logicamente non permette di realizzare l'inversione del senso di rotazione del motore, che può essere facilmente ottenuta qualora si realizzi un sistema di alimentazione positiva o negativa.

La conferenza di Ginevra sulla radiodiffusione a onde lunghe e medie

di Piero SOATI

Dal 6 ottobre al 22 novembre 1975 si è tenuta a Ginevra, presso il Centro Internazionale delle Conferenze e sotto l'egida della UIT Union International des Télécommunications, la seconda sessione della Conferenza Amministrativa Regionale di Radiodiffusione a onde chilometriche ed ettometriche *(corrispondenti alle onde lunghe ed alle onde medie) di cui la stampa quotidiana nostrana, e non solo quella, ha parlato a proposito e a sproposito.*

Alla Conferenza hanno preso parte oltre 600 delegazioni provenienti da 112 paesi della prima e della terza regione, ossia dell'Europa, dell'Africa, dell'Asia e dell'Australia che in pratica rappresentavano tutto il mondo escluse le Americhe del Nord, del Centro e del Sud.

La situazione delle emittenti di radiodiffusione nei suddetti continenti ovviamente è ben differente da quella che si presentava nel 1932 quando si tenne a Madrid la prima Conferenza Internazionale delle Telecomunicazioni, che era stata preceduta dalle Conferenze Radiotelegrafiche di Berlino (1906 e 1908), Londra (1912), Washington (1927) e seguita da quella che interessa maggiormente l'attuale spettro di radiodiffusione ossia la Conferenza di Copenhagen del 1948.

Malgrado la Conferenza di Ginevra abbia avuto uno svolgimento caotico, certe volte al limite della rissa a causa dei contrasti violenti che in molte occasioni sono sorti fra i vari delegati, essa ha avuto termine alla data prefissata e gli atti finali sono stati firmati da quasi tutti i partecipanti.

Si è trattato di un successo o di un fallimento? Un giudizio preciso è ben difficile esprimerlo ma tutto fa credere che la seconda ipotesi sia la più vicina alla realtà.

Una rivista tecnica inglese ad esempio affermava per la penna di un suo redattore, specializzato nella materia, quanto segue: «1975 Geneva Plan as a bad plan. It started as a shopping list and it ended as a shopping list, but everyone signed and called it a plan!».

Altri esperti affermano che se confrontati con il piano di Copenhagen i risultati possono essere considerati un passo avanti: da parte nostra un giudizio definitivo lo daremo in uno dei prossimi numeri quando avremo avuto agio di terminare l'esame della situazione che si verrà a creare in Italia con l'applicazione del piano di Ginevra collegando il problema alle esigenze delle Regioni: un argomento questo che è di notevole importanza e di cui occorre tenere conto nella pianificazione delle stazioni di radiodiffusione nel nostro paese.

Del resto negli stessi ambienti della UIT si è dell'opinione che la Conferenza sia stata incapace di risolvere almeno parzialmente il principale problema, che si era già manifestato alla seduta di apertura, dovuto al fatto che i paesi partecipanti, nel loro insieme, avevano presentato una lista di assegnazioni di frequenze enorme: qualcosa che avrebbe dovuto portare gli attuali 4400 trasmettitori delle gamme onde lunghe e onde medie a 10100, cioè con un aumento di oltre il 229,5% per quanto concerne l'occupazione in frequenza e del 300% in relazione all'aumento di potenza.

*Durante i 48 giorni della sessione ci sono stati dei momenti che potremmo definire drammatici tanto è vero che si era giunti ad un punto tale che qualsiasi forma di compromesso sembrava irraggiungibile. Ciò era anche da attribuire al fatto che molti dei paesi partecipanti non erano membri della UER, cioè dell'*Unione Europea di Radiodiffusione, *dato il carattere intercontinentale della sessione, e quindi non sono caduti nella trappola di accettare quei principi di pianificazione che secondo gli Europei sarebbero stati obiettivi, orientandosi invece verso un sistema di trattative bilaterali, l'unico del resto che in casi del genere può portare a qualche risultato positivo.*

Fino a quale punto questa presa di posizione fosse da criticare non è possibile analizzare in questo breve articolo il cui compito è essenzialmente quello di fornire qualche notizia generica sull'andamento e le conclusioni della Conferenza. E' opportuno però ricordare che molte delegazioni basavano le loro richieste di trattative bilaterali sulla considerazione che molte emittenti radiofoniche, anche di potenza elevatissima sono controllate, direttamente od indirettamente, nei vari continenti, dagli Stati Uniti.

Con il passare del tempo i delegati, specialmente quelli europei, si sono quindi resi conto che, dato l'elevato numero di richieste per l'asssegnazione delle frequenze e in considerazione dell'atteggiamento rigido di molte delegazioni, era perfettamente inutile proseguire la discussione seguendo la prassi normale che, in linea di massima, si proponeva il fine di ridurre le richieste stesse. D'altra parte le trattative si trovavano ormai ad un punto tale che una eventuale riduzione delle richieste avrebbe portato ad un totale cambiamento della struttura nella ripartizione dello spettro radiofonico nelle gamme delle onde lunghe e medie, il che equivaleva a rimandare la soluzione del problema alle famose calende greche.

Quindi, per salvare la Conferenza, si ricorse alla soluzione che era stata osteggiata da molte delegazioni: quella cioè di avviare il dialogo fra i delegati delle varie Amministrazioni in modo

Fig. 1 Una seduta della seconda sezione della Conferenza Amministrativa regionale di radiodiffusione ad onde lunghe e medie tenutasi a Ginevra.

da ottenere delle concessioni reciproche agendo su una base bilaterale o multilaterale.

Soluzione di emergenza in un ambiente caotico, che ha consentito di mantenere valide tutte le richieste di frequenze da assegnare ai trasmettitori, ma agendo con particolari criteri di ripartizione oraria, in modo che taluni di essi funzioneranno esclusivamente nelle ore diurne mentre altri ridurranno la potenza durante le ore notturne, sia globalmente sia soltanto nella direzione degli altri trasmettitori che irradiano isocanale.

Soluzione, questa, che comporterà l'introduzione di un gran numero di antenne direttive (più o meno efficienti...) anche per quelle stazioni la cui portata di servizio è limitata a causa delle interferenze dovute ai trasmettitori isocanale.

Si tratta dunque di un Piano che può far sorgere dei dubbi sulla sua efficacia e che molto probabilmente sarà destinato ad aumentare la confusione che già esiste nello spettro radiofonico: non bisogna dimenticare infatti che allo stato attuale sono molte le stazioni che irradiano potenze assai superiori a quelle nominali, specialmente quando il loro carattere è eminentemente politico, siano esse installate in Europa, in Africa, o in Asia.

Problemi questi che continueranno a sussistere e che daranno luogo alla inevitabile corsa verso l'aumento di potenza poiché anche in questo campo è valido il famoso detto internazionale... «ca' nisciuno è fesso».

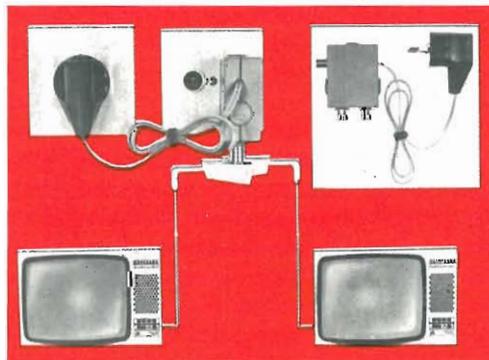
Tenuto conto delle condizioni di partenza della Conferenza, per cui si mirava ad una riduzione delle richieste, il lettore resterà sorpreso apprendendo, invece, che le 10.100 richeste si sono tramutate in ben 10.650 assegnazioni di frequenze, cioè con circa 500 trasmettitori in più del previsto!

Dette assegnazioni riguardano anche 2500 trasmettitori della gamma delle onde medie, la cui potenza dovrà essere inferiore ad 1 kW ai quali sono stati assegnati tre canali, detti canali per trasmettitori di debole potenza *(CEP, ossia* canaux puissance faible*) simili ai due canali esistenti allo stato attuale e che erano stati previsti dal piano di Copenhagen con il nome di* frequenze comuni internazionali *(FCI, cioè* fréquences communes internationales*).*

A titolo di curiosità precisiamo che attualmente i paesi che aderiscono alla UER gestiscono 1070 trasmettitori di cui 230 irradiano nei canali FCI, mentre il piano di Ginevra ha elevato il loro numero a 1850 di cui 625 sono suddivisi nei tre canali CFP.

Si tratta dunque di un aumento di circa il 172,9%, che però non è valido per i trasmettitori di elevata potenza, poiché l'aumento percentuale dei trasmettitori di potenza inferiore ad 1 kW è del 271,75%. Ciò significa che l'Europa ha ottenuto un maggiore aumento dei trasmettitori destinati ai servizi locali.

Al termine della Conferenza qualcuno poteva trarre la conclusione che tutto sommato si era raggiunto un compromesso valido; purtroppo la Raccomandazione EE *contenuta negli* Atti finali *mette chiaramente in evidenza che anche questa sessione della Conferenza non è riuscita menomamente a raggiungere gli scopi per cui era stata indetta. Infatti, in tale raccomandazione si invitano le Amministrazioni dei vari paesi a perseguire la strada delle trattative bilaterali e multilaterali anche a Conferenza chiusa allo scopo di migliorare le situazioni difficili create dal Piano, mediante delle concessioni reciproche.*

Se di fallimento non si può dunque parlare nei primi mesi del 1976, sorge però il dubbio che se ne potrà parlare all'atto dell'applicazione del piano che come è noto dovrà scattare il 23 novembre 1978.

L'oscilloscopio: uso e rimedi

terza parte di Domenico SERAFINI

OSCILLOSCOPIO DELAYING SWEEP

Supponiamo ora di dover analizzare una particolare sezione di una forma d'onda, ad esempio l'intervallo dell'impulso di quadro di un segnale video. Ciò che potremo fare è diminuire il Time/Div, in tal modo gli impulsi di quadro occuperanno più divisioni sullo schermo. Ciò, comunque, vale sino ad un certo punto, passati i 2 msec/Div parte di questi impulsi vanno fuori schermo e la porzione visibile non è stabile. Diminuendo ancora il Time/Div bisogna sincronizzare la traccia alla frequenza di riga in quanto il campo non è più visibile e le righe vengono rappresentate in modo distinto.

Un metodo più efficace potrebbe essere quello di portare il Time/Div ad un punto dove l'impulso di campo occupa le massime divisioni, prima di uscire fuori schermo, e quindi azionare l'amplificatore x5 (sweep ingrandito). In questo caso la traccia si affievolisce e l'estensione, pur maggiore di quella ottenuta con il primo metodo, è ancora molto limitata ed instabile. Ecco il motivo per cui si è ideato il sistema «Delaying Sweep» (ritardando la scansione). Ecco come funziona.

Prima si sceglie il Time/Div in modo da far accupare al nostro impulso di campo il maggior numero di divisioni. Dopo si fa in modo di oscurare la porzione del segnale che non interessa lasciando illuminata la parte che abbiamo scelto. Per far ciò prima bisogna attivare «l'intensificatore» e quindi, tramite un secondo Time/Div (che chiameremo B), scegliere la porzione di segnale che a noi interessa (fig. 1).

Diminuendo il Time/Div B la porzione illuminata diminuisce e, viceversa, aumentadolo questa aumenta sino a quando questo Time/Div B non si trova allo stesso punto del principale controllo del Time/Div (che chiameremo A). In questo caso tutta la traccia è illuminata, cioè è come se l'intensificatore non fosse azionato.

Ciò porta a pensare che, per intensificare una porzione del segnale in esame, il Time/Div B deve essere minore del Time/Div A.

Fatto ciò si attiva il Time/Div B e sullo schermo apparirà la porzione del segnale che si desidera analizzare, ingrandito, stabile e luminoso. L'ingrandimento viene determinato dal Time/Div B, la frequenza del segnale ingrandito viene ricavata applicando la formula fornita dal Time/Div A e descritta in precedenza.

Ora cerchiamo di capire come la rappresentazione viene ottenuta «ritardando la scansione».

Prima di tutto bisogna far distinzione tra «Scansione ritardata» (cioè delayed sweep) e «Ritardando la scansione» (delaying sweep).

Il segnale entrante inizia (trigger) il delayed sweep ad un tempo **To** (controllato dal Time/Div B). La relativa tensione (di scansione) viene inviata ad un comparatore il quale produce un impulso (trigger) **T1** (determinato dal Time/Div A). Quest'ultimo impulso dà inizio alla scansione ritardata. Il ritardo può essere quindi

Fig. 1 - La traccia A viene intensificata nella porzione scelta con il Time/Div B.

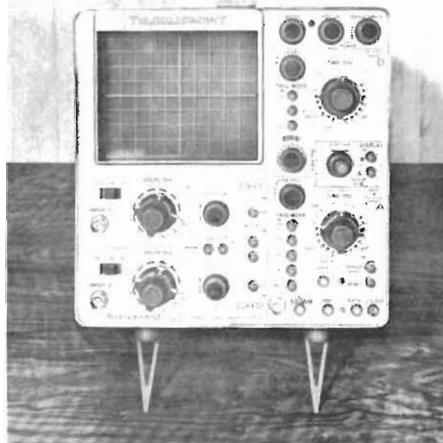



Fig. 2 - Tipico oscilloscopio con il delaying sweep.

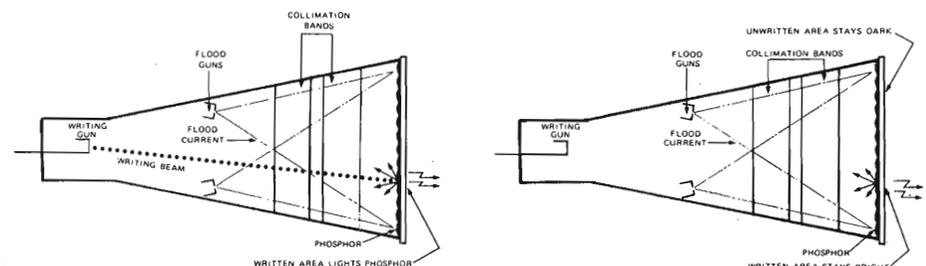



Fig. 3 - Rappresentazione schematizzata del principio di funzionamento della memoria bistabile.

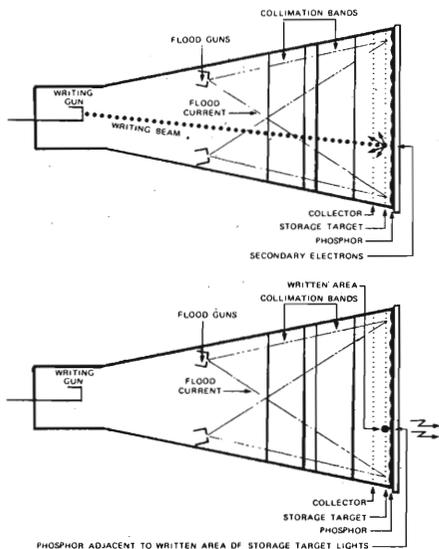
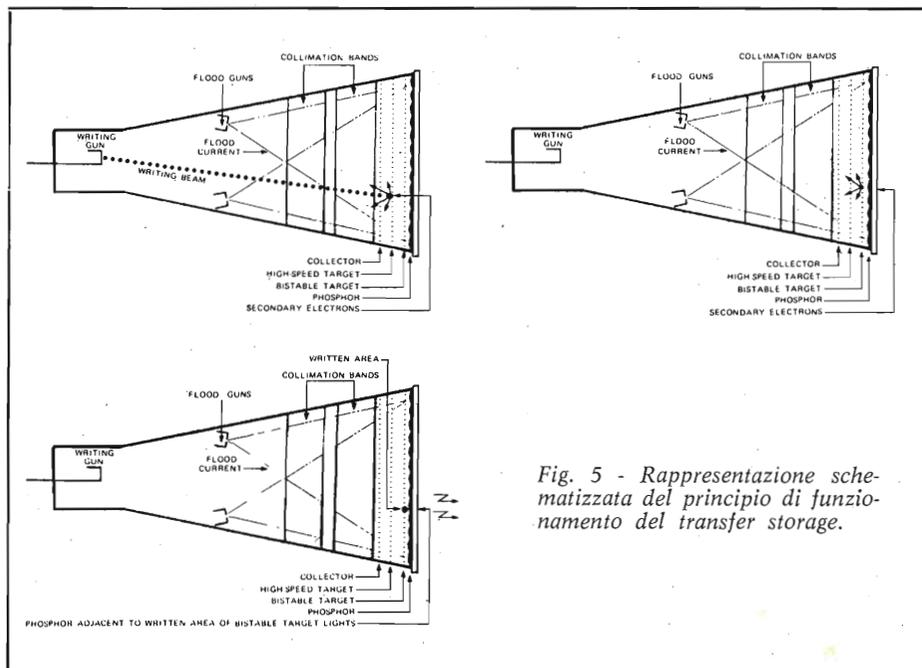
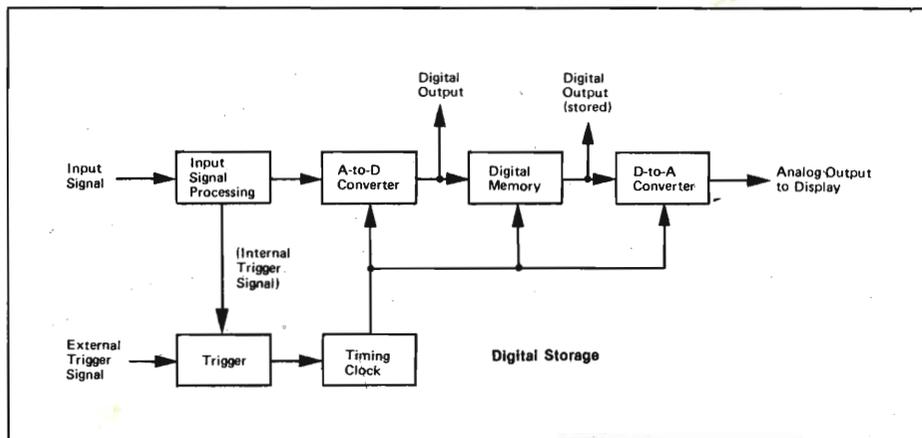



Fig. 4 - Rappresentazione schematizzata del principio di funzionamento della memoria halftone.

definito come la differenza di tempo tra l'inizio del delaying sweep e l'inizio del delayed sweep, cioè **T1-To.**

Il controllo «intensificatore» ci indica dove il delayed sweep inizia, rispetto al delaying sweep. Un oscilloscopio con il delaying sweep agisce come un amplificatore di scansione (sweep ingrandito) il cui fattore d'amplificazione è dato dal rapporto tra il delaying sweep ed il delayed sweep. Nella fig. 2 illustriamo un oscilloscopio del tipo con il delaying sweep. Come si può notare, i controlli relativi al delaying sweep (Time/Div B) sono identici a quelli del Time/Div A, eccetto per la manopola numerata indicata come «delay». Questa consente di far muovere la porzione intensificata in modo da farci scegliere quella parte della rappresentazione che vorremo ingrandita.

MEMORIA

A volte ci troviamo nella necessità di misurare segnali con una frequenza tanto lenta da far vedere il movimento del raggio catodico (un puntino luminoso che si muove lentamente sullo schermo). Ciò non rappresenta il nostro ideale in quanto non ci permette di osservare la forma d'onda. Per risolvere il problema potremo impiegare un tubo a raggi catodici con uno schermo la cui superficie fosforica non si spenga appena il raggio catodico incidente lascia l'area. Se, ad esempio, la persistenza del fosforo fosse di 2 sec., potremmo benissimo analizzare segnali con frequenze sino a 0,5 Hz. In questo caso, comunque, non possiamo analizzare segnali ricorrenti con frequenze superiori a 0,5 Hz e di ampiezza variabile, altrimenti quando il segnale è pronto per un altro ciclo, lo schermo conserva ancora l'immagine del segnale precedente, pertanto verrebbero rappresentate due forme d'onda.

Fig. 5 - Rappresentazione schematizzata del principio di funzionamento del transfer storage.

Fig. 7 - Tubo a memoria.

Fig. 6 - Schema a blocchi di una memoria digitale.

Altre volte è necessario analizzare impulsi cortissimi che si susseguono con una frequenza tanto bassa che le rappresentazioni vengono appena rivelate dal nostro occhio (se la sequenza di ripetizione fosse ad alta frequenza, alla rappresentazione non viene dato il tempo di spegnersi che subito arriva un altro segnale a riattivarla).

Queste due esigenze richiedono l'uso di una camera fotografica o un oscilloscopio il quale riesca ad «immagazzinare» questi tipi di forme d'onda per una rappresentazione ben visibile e stabile.

In generale possiamo dire che gli oscilloscopi a memoria hanno la capacità di immagazzinare (storage) un'immagine per una rappresentazione

Una buona occasione per divertirsi risparmiando

"SCIENTIFIC" calcolatrice kit Sinclair

Un'originale calcolatrice scientifica in scatola di montaggio
Esegue calcoli logaritmici, trigonometrici e notazioni scientifiche con oltre 200 gamme di decadi che si trovano solo in calcolatori di costo decisamente superiore.

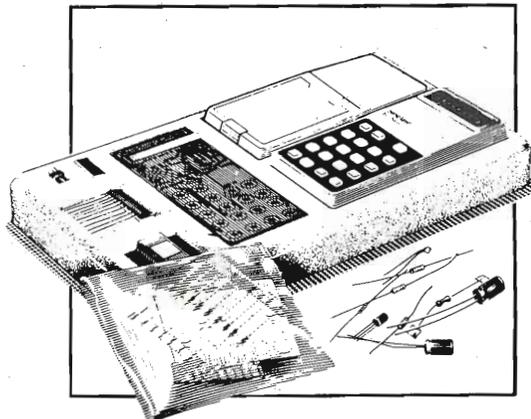
Questa calcolatrice vi farà dimenticare il regolo calcolatore e le tavole logaritmiche.
Con le funzioni disponibili sulla tastiera della Scientific, si possono eseguire i seguenti calcoli:

seno, arcoseno, coseno, arcocoseno, tangente, arcotangente, radici quadrate, potenze, logaritmi ed antilogaritmi in base 10

oltre, naturalmente, alle quattro operazioni fondamentali.

L'attrezzatura necessaria per il montaggio, si riduce ad un paio di forbici, stagno e naturalmente un saldatore, si consiglia il saldatore ERSA Multitip adatto per piccole saldature di precisione che ha il n° di cod. G.B.C. LU/3640-00

Componenti del kit:
1) bobina
2) integrato L Si
3) integrati d'interfaccia
4) custodia in materiale antiurto
5) pannello tastiera, tasti, lamine di contattto, display montato
6) circuito stampato
7) bustina contenente altri componenti elettronici (diodi, resistenze, condensatori, ecc.) e i clips ferma-batterie.
8) custodia in panno
9) libretto d'istruzioni per il montaggio
10) manuale d'istruzioni per il funzionamento

Il montaggio di questa calcolatrice richiede un massimo di 3 ore.

Scatola di montaggio Sinclair "Scientific"

- **12 funzioni sulla semplice tastiera**
  Logaritmi in base 10, funzioni trigonometriche e loro inversi; tutti i calcoli vengono eseguiti con operazioni di estrema semplicità, come fosse un normale calcolo aritmetico.
- **Notazione scientifica**
  Il display visualizza la mantissa con 5 digitali e l'esponente con 2 digitali, con segno positivo o negativo
- **200 gamme di decadi, che vanno da $10^{-99} \div 10^{99}$**
- **Logica polacca inversa**
  possono essere eseguiti calcoli a catena senza dover premere in continuazione il tasto =
- **La durata delle batterie è di 25 ore circa**
  4 pile al manganese forniscono un'autonomia necessaria
- **Veramente tascabile**
  Dimensioni di mm 17x50x110, peso 110 g.

Le scatole di montaggio delle calcolatrici scientifiche

sono in vendita presso le sedi G.B.C. codice SM/7000-00

APPLICATIONS / STORAGE TYPE	LONG VIEWTIME	HIGH CONTRAST	SIGNAL COMPARISON ≤ 5cm/μsec EOV WRITING SPEED	SIGNAL COMPARISONS ONE BASIC TO MANY OTHERS ≤ 5cm/μsec	SLOW EVENTS WITH RAPID STEP FUNCTIONS	FAST REPETITIVE SIGNALS	SINGLE EVENTS	SINGLE EVENTS WITH LONG VIEW TIMES
BISTABLE SPLIT SCREEN	≤ 4 hrs	(≈ 4:1)	FAIR	BEST CAN ERASE EACH HALF SEPARATELY	GOOD	POOR	FAIR ≤ 5cm/μsec	FAIR ≤ 5cm/μsec UP TO 4 hrs VIEWTIME
BISTABLE MESH	WEEKS	≈ 2:1	FAIR	POOR	BEST ≥ 5cm/μsec	FAIR	POOR ≤ 1cm/μsec	GOOD WEEKS OF VIEWTIME
VARIABLE PERSISTANCE	≥ 15sec	WHITE ON BLACK	BEST	POOR	POOR SLOW AREAS FADE UP C.R.T.	BEST INTEGRATE UP FOR BRIGHT DISPLAY	GOOD ≥ 1.5cm/μsec	POOR LIMITED TO 15sec VIEWTIME
FAST BISTABLE	WEEKS	≈ 2:1	FAIR UP TO 180cm/μsec	POOR	BEST > 5cm/μsec	FAIR	GOOD ≥ 180cm/μsec	BEST WEEKS VIEWTIME
FAST VARIABLE PERSISTANCE	≥ 15sec	WHITE ON BLACK	BEST UP TO > 1000cm/μsec	POOR	POOR SLOW AREAS FADE UP C.R.T.	BEST INTEGRATES UP FOR BRIGHT DISPLAY	BEST FASTEST STORAGE MODE	POOR LIMITED TO ≈ 15sec

CLASSIFICATIONS
1st POOR
2nd FAIR
3rd GOOD
4th BEST
(As compared to other types of storage on this chart)

Fig. 8 - Confronto tra vari tipi di oscilloscopi a memoria.

continua della durata di pochi secondi (per i tipi a persistenza variabile) sino ad ore (tipi a memoria bistabile). L'immagine può essere cancellata in qualsiasi momento o sovrapposta ad un'altra onda per controllare lenti cambiamenti. La cancellazione può essere normale o automatica (auto erase).

Gli oscilloscopi a memoria possono lavorare anche come tipi convenzionali (senza memoria o rappresentazione real-time).

Vi sono quattro tipi di memorie oscilloscopiche:
1) Bistable Storage
2) Halftone Storage
3) Transfer Storage
4) Digital Storage

La memoria bistabile è ideale per analizzare i cosiddetti «single-shot». In questo caso i circuiti sono «preparati» per ricevere il segnale. Appena questo arriva viene immagazzinato. Alcuni oscilloscopi a memoria bistabile hanno uno schermo diviso in due, questo sistema consente di analizzare un segnale da una parte e i relativi cambiamenti dall'altra. Ciò, inoltre, permette l'uso di una parte dello schermo in posizione «storage» e l'altra «non-storage» (fig. 3).

L'Halftone Storage provvede alla migliore rappresentazione per l'immagazzinamento di segnali variabili in intensità. Questo produce immagini luminose ad alto contrasto (fig. 4).

La persistenza dell'immagine può essere regolata in modo che il segnale appare sempre intero, mentre viene lentamente cancellato dal seguente segnale, e così via (persistenza variabile).

Questo può essere usato anche per osservare segnali privi di rumore. In altre parole fa sì da rappresentare solamente i segnali che ricoincidono. I disturbi (visti come tremolii o abberrazioni) non ripetitivi, non vengono immagazzinati nè rappresentati.

Il Transfer Storage trova la maggiore applicazione dove un segnale deve essere immagazzinato per un periodo molto lungo, senza un deterioramento della rappresentazione (figura 5).

In più, questo può lavorare come una memoria bistabile, Halftone Storage o Convenzionale. In altre parole provvede a tre tipi di memorie in un solo strumento.

Il nuovo tipo di memoria oscilloscopica è il Digital Storage, che deve essere connesso ad un monitore TV o uno X-Y in quanto non fornisce un'immagine, ma solamente un segnale elettrico (fig. 6).

La memoria digitale permette lo «storage» dei più veloci segnali con una velocità di scansione sino a 8.000 divisioni/microsecondi.

A volte capita di dover analizzare piccole variazioni d'ampiezze che si susseguono in meno di 20 picosecondi. Questi tipi di segnali vengono analizzati impiegando la tecnica «stroboscopica», in questo caso, comunque, viene chiamato «sempling».

Il feedback nel video-art

Tecnicamente la parola «feedback» vuol dire controreazione. Nel video-art non possiamo impiegare la traduzione tecnica, nè sarebbe opportuno la parola «rigenerazione», pertanto lasceremo il termine inglese che letteralmente vuol dire «alimentare indietro».

Per generare il feedback vi è bisogno di una telecamera diretta verso lo schermo del monitore che riceve il suo segnale video. Fig. 1.

In altre parole il segnale video generato dalla telecamera e prodotto dal monitore, viene inviato all'entrata video dello stesso monitore.

Con tale configurazione le immagini risultanti assumono forme pittoresche in continuo movimento che si possono fare ripetere con periodici e forme controllabili.

Per intensificare le varie forme bisogna inclinare la telecamera da un lato. Variando lo zoom è possibile far sì che le forme si riproducano con le sequenze e caratteristiche stabilite.

Altri effetti sono ottenibili variando il fuoco, apertura dell'iride, grado d'inclinazione della telecamera e regolando il controllo della luminosità e contrasto del monitore.

Le forme vido (video patterns) possono essere registrate tramite un RVM per quindi essere impiegate come sfondo e per le creazioni di programmi artistici. In questo caso la sequenza di connessioni è la seguente:

uscita video della telecamera, entrata video RVM, uscita video RVM, entrata video monitore.

Le forme video possono essere variopinte tramite un «colorizzatore»; in altre parole l'uscita video dell'RVM viene connessa all'entrata del colorizzatore il quale vi aggiunge i colori basandosi sul livello di luminanza del segnale monocromatico. Il numero dei colori aggiunti dipende dalle caratteristiche del colorizzatore (i più economici lavorano solamente con due colori, quelli più costosi con oltre 8 colori).

All'uscita del colorizzatore le forme video assumono vivaci colori caleidoscopici.

Anche questo segnale può essere registrato per futuri impieghi. E' anzi possibile prelevare il segnale video direttamente all'uscita del monitore e farlo passare attraverso il colorizzatore e quindi registrarlo.

Le combinazioni sono innumerevoli ed il migliore risultato si ottiene per via sperimentale.

Si può anche fare in modo che il feedback venga controllato, ad esempio dalla voce umana o da un complesso musicale.

In questi casi è necessario porre davanti ad un'altoparlante supplementare (parte del sistema d'amplificazione) un sottile foglio di Mylar.

Sul foglio viene riflessa la luce proveniente dal solo raster di un monitore. La telecamera viene puntata davanti al foglio di Mylar, ma scostata in modo da non interferire con la luce proveniente dal monitore ed inclinata per il miglior effetto.

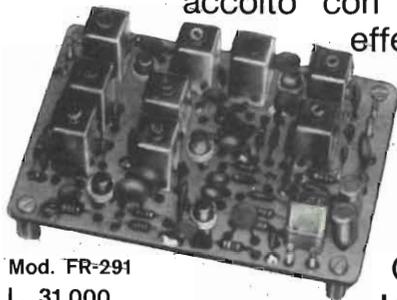
L'uscita della telecamera viene inviata al colorizzatore che, a sua volta, è collegato con un generatore di effetti speciali o video mixer. L'uscita del generatore viene inviata ad un RVM ed un monitore.

Con tale arrangiamento si ottengono delle immagini variabili in forme e colori a seconda dei toni e delle ampiezze della voce o della musica.

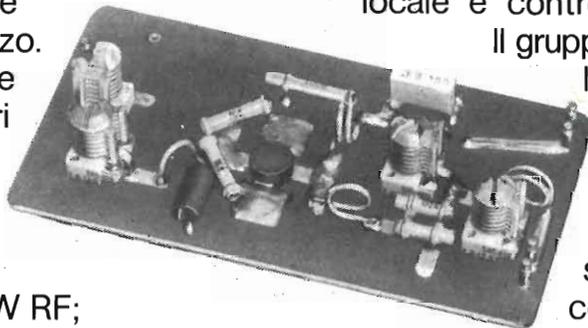
Le forme così ottenute, vengono impiegate come sfondo durante i programmi musicali.

Fig. 1 - La foto illustra il tipico arrangiamento necessario per il «feedback» ed una delle innumerevoli forme ottenibili. In questo caso, variando lo zoom, è stato possibile fare in modo che l'immagine assumesse forme ripetitive identiche.

UNITA' PREMONTATE VHF/FM TENKO

La GBC Italiana desidera offrire a tutti i radioamatori italiani i **vantaggi economici e tecnici delle unità premontate «Tenko»**. Per raggiungere tale scopo, che sarà accolto con grande favore dagli interessati, la GBC ha deciso di effettuare **prezzi eccezionali dal 1° aprile al 31 maggio 1976**. Questa campagna promozionale non sarà ripetuta, pertanto i radioamatori sono cordialmente invitati a recarsi presso la più vicina sede dell'organizzazione GBC per **approfittare in tempo utile dell'occasione eccezionale**. Le unità premontate «Tenko» sono realizzate in esecuzione professionale con componenti di qualità. I circuiti stampati sono tutti in vetronite a doppia faccia, con metallizzazione dei fori passanti.

Mod. FR-291
L. 31.000

Mod. FR-292
L. 53.000

I circuiti sui quali sono riportati i serigrafici
dei com ponenti sono dorati. Sono composte da
cinque unità. Il gruppo ricevitore 1ª conversione,
mod. FR-291 è equipaggiato di tre transistori al
silicio e due mosfet dual-gate autoprotetti. Il gruppo
rice vitore 2ª conversione,
mod. FR-292, è equipag-
giato di mosfet dual-gate
autoprotetti sia nella parte del-
l'amplificatore che in quella del convertitore. L'oscil-
latore locale è controllato a
quarzo. Il gruppo rice-
vitore limitatore
discri minatore
a bassa
fre quenza è equipaggiato con transistori
al silicio e due circuiti integrati. La sezione
tra smittente, mod. FR-295 eroga la potenza di
2,5 W RF; con l'aggiunta del mod. FR-296 si ottiene
la potenza di 15 W RF. Per coloro che volessero utilizzare
le unità premon tate «Tenko» con i quarzi consigliamo il
circuito con com mutatore canali mod. FR-294. La visita a
una sede GBC sarà utile anche per l'eventuale richiesta di maggiori schiarimenti.

Mod. FR-293
L. 34.000

Mod. FR-295
L. 31.000

Mod. FR-296
L. 34.000

IN VENDITA PRESSO TUTTE LE SEDI **G.B.C.** *italiana* a **GENOVA:** Via Borgoratti, 23 I/R

MA... MA... SIGNORA

da QST Aprile 1967 liberamente adattato da I 2 LXA (disegni I 2 LXA jr. 9 spire).

QRX, Nico suona il telefono ... Pronto ... Si Signora, sono un radioamatore ... no signora non sapevo di disturbare il suo televisore, ma ... ma ... Signora, mi scusi un istante, torno subito.

Nico, un altro rompiscatole ha telefonato per TVI, faccio QRT, ti saluto, ci sentiamo domani sera I 1 XXXX in QRT.

Pronto, eccomi signora ... cosa signora? ... ho detto così? ... si signora ... mi dispiace di averlo detto. Se avessi saputo che aveva ancora il televisore acceso non avrei detto ciò ... ma signora non sto cercando di essere

spiritoso ... Ha ragione signora, non sono molto divertente, si signora mi scuso, ha ragione, mia madre sarebbe molto dispiaciuta se sapesse che stavo parlando in modo irrispettoso ad una vecchia signora ... ma signora ... non intendevo ciò. Per favore signora non potremmmo fare quattro chiacchiere sul nostro problema? ... Si signora, possiamo chiamarlo il nostro problema? ... Si signora ... No signora ... Se preferisce posso chiamarlo il mio problema. Vede signora qualche volta un trasmettitore non perfettamente accordato può generare un segnale sulle frequenze televisive ... si, ma solo qualche volta ... Per favore, signora, capisca che un vecchio televisore può ricevere segnali spuri ... come? ... nuovo di zecca ... 250.000 lire, certo se lo ha pagato quella cifra deve essere un televisore di qualità ... ma ... ma ... Si signora, so che ha il dirito di protestare presso la RAI, si signora, ci crederebbe che sono già stato denunciato sei volte e tutte le volte sono risultato estraneo ai fatti? ... beh diciamo tre volte ... una volta? ...

Si signora ha ragione. Mia madre ne sarebbe dispiaciuta ... no signora non ho voglia di fare brutti scherzi ... Suo figlio Giuseppe Carboni, no signora non lo conosco, ah è dirigente al Ministero delle Poste, ah non sapevo ma ... per favore posso dire una cosa? Non voglio fare un'altra gaffe: sono spiacente che a causa della mia indelicatezza e del mio cattivo gusto abbia condotto questo colloquio così male: sia gentile, signora, chiuda la comunicazione e mi richiami.

Pronto? si signora sono un radioamatore, no non sapevo di star disturbando la sua televisione e, le dirò, sono ben lieto

che lei me lo segnali. Certo, si, può accadere, ma una giovane signora con una così bella voce probabilmente possiede un televisore nuovo, forse a colori ...

Certo, probabilmente è colpa di quella carriola del mio trasmettitore ... Si signora lo revisionerò tutto con cura e riparerò il guasto, si signora, grazie della telefonata ...

è stato un vero piacere parlare con lei, mi saluti tanto Giuseppe ... se il disturbo si ripetesse ancora me lo faccia sapere ... buona notte signora ...

Mah forse è meglio che dia una ripassatina al CW ...

A proposito quanto tempo che non sento in aria Giancarlo ... che abbia anche lui problemi di TVI? ... ...

VECCHI E NUOVI RIPETITORI

RIPETITORI VHF

R	IN 145	OUT 145	Città	Località	Altit.	Attivo	Omolog.	Note
			ROMA	M. Ricca L. Bracciano	147	*	*	
			MN-MODENA	Lama di Mocogno	1044	*	*	
			TRIESTE	Vedetta Italia	360	*	*	Omologato C. S. Giusto m 80
			I. ELBA	M. Capanne	1019	*	*	
0	000	600	CAMPOBASSO	Ferrazzano	900	*	*	
			TORINO	Superga	670	*	*	
			RAGUSA	Fortugno	700	*	*	
			NAPOLI	M. Epomeo - Ischio	650	*	NO	QRM
			BRESCIA	M. Maddalena	870	*	*	
			BRUNICO	Plan de Corones	1850	*	*	Per zona limitata
1	025	625	ARBATAX-NU	M. Tricoli	1211	*	*	Quadrante NE
			PALERMO	M. Pellegrino	480	*	*	
			PESARO	M. Catria	1700	*	*	
			CALTANISSETTA	M. Babaurra	650	*	*	
			S. REMO	M. Bignone	1299	*	*	Limitato alla costa
			AVELLINO	M. Vergine	1480	*	*	
2	050	650	BRINDISI	Selva di Fasano	450	*	*	
			TREVISO	Cesen	1500	*	*	Quadranti NE e SE
			TERNI	M. S. Pancrazio	1028	*	*	
			VOGHERA	M. Penice	1460	*	*	
			CAGLIARI	M. Sette Fratelli	1073	*	*	
			SAVONA	Beigua N Savona	1287	*	*	
3	075	675	LEVICO	Panarotta N Levico	2200	*	*	
			MACERATA	M. S. Vicino	1479	*	*	Attualm. R6 non autorizzato
			PORTO TORRES	M. Limbara	1340	*	*	
			PISA	Treggiaia	100	*	*	
			PESCARA	M. Maiella	1935	*	*	
4	100	700	ABANO	M. Madonna Euganei	480	*	*	
			TORINO	M. Moro	1739	*	*	
			PALERMO	M. Cuccia	1050	*	*	
			SONDRIO	M. Poira (Morbegno)		*	*	Per zona limitata
			BOLZANO	S. Vigilio - Merano	2100	*	*	Per zona limitata
			NAPOLI	M. Lattari - S. Angelo	970	*	*	
5	125	725	CATANZARO	Serralta S. Vito	1013	*	*	
			MN - VR	Boscochiesanuova VR	1104	*	*	
			GENOVA	M. Fasce	845	*	*	
			UDINE	M. Matajur	1200	*	*	
			TERAMO	Acquachiara Magnanella	930	*	*	Attualm. R1 non autorizzato
			AGRIGENTO	M. Cammarata	1578	*	*	
			FROSINONE	Campocatino	1900	*	*	
			BARI	Cassano Murge	400	*	*	
6	150	750	TRENTO	M. Palon	2200	*	*	
			FIRENZE	M. Saltino	940	*	*	
			PORTOGRUARO	M. Cavallo	2250	*	*	
			HB9H	M. Generoso Lugano	1601	*	—	
			NOVI LIGURE	M. Spineto	500	*	*	
			SIENA	M. Amiata	1630	*	*	
7	175	775	FERRARA	M. Calderaro S BO	608	*	*	
			COSENZA	M. Cocuzzo	1541	*	*	
			IVREA	Plateau Rosa	3500	*	*	
			PADOVA	Alt. Asiago M. Corno	1300	*	*	
			MILANO	Città	+60	*	*	Copertura locale
8	200	800	ROMA-TERNI	M. Terminillo	1820	*	*	
			BOLZANO	M. Secceda	480	*	*	Direz. prefer. Nord
			GENOVA	M. Righi	2520	*	*	
			R. CALABRIA	Orti Aspromonte	750	*	*	
			CASALE	Dintorni	300	*	*	

144 MHz e 432 MHz

RIPETITORI VHF

R	IN 145	OUT 145	Città	Località	Altit.	Attivo	Omolog.	Note
			GORIZIA	M. S. Michele	120	*	*	QRM da R9 M. Cesen
			IVREA	Colline Sud	100	*	*	Standard per
			BARDONECCHIA	Oulx - Urzio	1121	*	*	ripetitori locali : Altezza sul piano
			PALERMO	Città	+100	*	*	di campagna m 60
			TRANI	Città	+ 50	*	*	Orizzonte teorico km 30
			RIMINI	C. S. Fortunato	90	*	*	Potenza
9	225	825	SASSARI	M. Osilo	680	*	*	10 W E.R.P.
			VERONA	C. S. Mattia	+100	*	*	Cui corrispondono:
			FIRENZE	Fiesole	200	*	*	Attenuazione a 30 km 105 db
			NAPOLI	Camaldoli	280	*	*	Segnale a 30 km
			BRESCIA	Castello	200	*	*	1,5 microvolt
			RAPALLO	M. Allegro	642	*	*	Freqenze preferenziali CER:
			ROMA	M. Mario	+200	*	*	Chiamata: 145500
			PESARO	M. S. Angelo	312	*	*	Traffico simplex: 145825
			TARANTO	M. Mottola	350	*	*	Traffico via ponte:
			PARMA	Città	25	*	*	R 9

RIPETITORI UHF

U	IN 438	OUT 431	Città	Località	Altit.	Attivo	Omolog.	Note
0	000	000						
1	050	050						
2	100	100						
3	150	150						
4	200	200						
5	250	250						
6	300	300						
7	350	350						
8	400	400	COSENZA	M. Scuro	100	*	*	
			GENOVA	M. Righi	480	*	*	
9	450	450						
10	500	500	BRESCIA	M. Maddalena	870	*	*	
			TRIESTE	C.S. Giusto	80		*	
			NAPOLI	M. Faito	1580	*	*	
11	550	500	SIENA				*	
			MILANO	Città	+ 60	*	*	
12	600	600	PADOVA	M. Corno Asiag	1300	*	*	
13	650	650	VERONA	C.S. Mattia	+100	*	*	
14	700	700	FERRARA	M. Calderaro	608	*	*	
			PESCARA	M. Maiella	1935	*	*	
15	750	750	GENOVA	M. Fasce	845	*	*	
			RIMINI			*	*	
16	800	800	UDINE	M. Matajur	1200	*	*	
17	850	850						
18	900	900	SAVONA	Beigua	1287	*	*	
19	950	950	B. ARSIZIO	M. Rosa	4500		*	

Ringraziamo in questa sede I3CNJ che è il direttore di «PROPAGAZIONE» e ci scusiamo se almeno una volta all'anno gli rubiamo una pagina dal suo bollettino.

Per chi ha la direttiva questi sono i gradi

I valori di questa tabella sono calcolati per il centro Italia, ma valgono altrettanto bene per le altre località del nostro paese.
Da una parte troviamo i prefissi dei paesi e, parallelamente, l'esatta posizione verso cui deve essere direzionata l'antenna.

Nella pagina accanto, tratto da un vecchio quaderno di stazione, la cartina azimutale centrata sempre al centro Italia e con più precisione su Firenze.

Prefisso	Gradi	Prefisso	Gradi	Prefisso	Gradi	Prefisso	Gradi	Prefisso	Gradi
AC (all)	76	HH	277	OX	338	Norfolk	50	ZS 2 (MI,PEI)	160
AP (est)	77	HI	275	OY	339	Pap, NG	56	ZS 3	171
AP (ovest)	89	HK	268	OZ	13	VK 0 (Ant)	159	ZS 6	185
BV	57	HK 0 (Malp)	272	PA PE PI	343	VK 0 (Heard)	135	ZS 9	164
BY	50	HK 0 (Other)	279	PJ	269	VK 0 (Marcq)	124	1B 9	114
CE	239	HL HM	44	PJ M S	269	VO 1-2	202	1G 5	138
CE 9 AA-AM	203	HP	275	PX	237	VP 1	286	3 A	300
CE AN-AZ	211	HR	284	PY	228	VP 2-0 (All)	267	3 B	=VO
CE 0 A	268	HS	77	PY 0 (For.)	228	VP 5	278	3 C	=VE
CE 0 X-Z	247	HV	142	PY 0 (St P)	227	VP 7	285	3 V 8	171
CM CO	286	HZ	113	PY 0 (Trin.)	216	VP 8	211	3 W 8	96
CN	227	JA JH	38	PZ	254	VP 9	283	3 X	215
CP	248	JT	48	SM SK SI	16	VQ 8 VQ 8/R	129	3 Y (Ant)	185
CR 3	217	JW	3	SP	48	VQ 8/A B C	129	3 Y (Bouve)	182
CR 4	232	JX	348	ST	142	VQ 9 VQ 9/D	127	4 A	296
CR 5	181	JY	113	SU	124	VQ 9/A F	135	4 L	86
CR 6	174	K 1	299	SV	119	VQ 9/C N	114	4 M	266
CR 7	150	K 2	300	TA TC	99	VR 1	13	4 S 7	97
CR 8	76	K 3	299	TF	331	VR 2	20	4 U 1 ITU	271
CR 9	64	K 4	297	TG	287	VR 3	341	4 W	124
CT 1	245	K 5	303	TI	278	VR 4	42	4X 4Z	114
CT 2	264	K 6	320	TJ	174	VR 5	2	5 A	163
CT 3	245	K 7 (Nord)	326	TI 9	277	VR 6	287	5 B 4	111
CX	229	K 7 (Sud)	314	TL	161	VS 5	74	5 H 3	148
DJ DK DL DM		K 8 9	304	TN	171	VS 6	64	5 J	268
Berlin	23	K 0	312	TR	174	VS 9 (Mald)	106	5 L	207
Bonn	353	KB 6	0	TT	162	VS 9 (Other)	124	5 M 2	188
DU	62	KC 4	278	TU TY TZ	198	VU (Bombay)	94	5 R 8	142
EA	236	KC 4 U	193	UA k (Len.)	35	VU (Citts)	80	5 T	222
EA 6	209	KC 6	45	UA 1 (Murm)	32	VU (Delhi)	82	5 V	191
EA 8	235	KG 4	279	UA 1 (Franz)	10	VU (Lac Is)	101	5 U 7	186
EA 9 (Infi Rio)	228	KG 6	45	UA 1 (Ant.)	149	VU (Nic AN)	86	5 W1	0
EA 9 (SpNAf)	229	KG 6 I	41	UA 2	38	W	=K	5 X 5, 5 Z 4	146
EA 0	176	KG 6 I (Marc)	31	UA 3	50	XE XF	296	6 N	44
EI	310	KH 6	345	UA 4	58	XE XF 4	305	6 O	131
EL	207	KH 6 (Kure)	6	UA 6	80	XP	341	6 W 8	222
EP EQ	91	KJ 6	358	UA 9	42	XT	197	6 Y 5	279
ET	135	KL 7 (Centro)	348	UA 0	27	XU,XV,XW,XZ	78	7 G	215
FB 8 W	151	KL 7 (Sud)	340	UB 5	67	YA	52	7 O	124
FB 8 X	143	KL 7 (Aleut)	4	UC 2	63	YI YK	103	7 P 8	162
FB 8 Y	147	KM 6	6	UD UF UG 6	87	YJ	37	7 Q	151
FB 8 Z	131	KP 4	272	UH UI 8	79	YN	281	7 X	204
FC	169	KP 6	346	UJ UM 8	73	YO	89	7 Z	113
FG	266	KR 6 8	51	UL 7	65	YS	285	8 F	77
FH 8	142	KS 4	284	UN 1	34	YU	93	8 J	168
FK 8	43	KS 6	358	UO 5	79	YV	266	8 P 6	263
FL 8	128	KV 4	271	UP UQ UR 2	37	YV 0	268	8 Q	106
FM 7	265	KW 6	21	UT UY 5	67	ZA	116	8 R	257
FO 8	318	KX 6	24	UV UW UZ	=UA	ZB 2	229	8 Z 4, 5	105
FO 8 (Clipp)	297	KZ 5	275	VE 1 2	299	ZC 4	111	9 A	118
FP 8	296	LA LB LJ	3	VE 3	309	ZD 3	218	9 E, F	135
FR 7	136	LA/G	185	VE 4 5 6	323	ZD 5	158	9 G	192
FR 7/G	138	LU	234	VE 7	333	ZD 7 8	199	9 H	154
FR 7/J E	144	LU Z	211	VE 8 (NW T)	326	ZD 9	195	9 J 9 I	158
FR 7/T	134	LU Z (Am.)	208	VE 8 (Yukon)	338	ZE	156	9 K 2, 3	104
FS 7	269	LX	342	VK 1-2-3	86	ZF	280	9 L	211
FU 8	30	LZ	98	VK 2 (Lord H)	68	ZK 1	338	9 M 2	84
FW 8	9	M 1	118	VK 4	68	ZK 2	356	9 M 6, 8	74
FY 7	251	MP 4 (eff.)	107	VK 4 (Willis)	59	ZL	69	9 N	78
G GB	323	OA	257	VK 5	88	ZL (Cheth)	56	9 Q	161
GC	298	OD 5	110	VK 6	103	ZL (Kerm)	18	9 U	162
GD GI	321	OE	76	VK 7	97	ZL 4	121	9 V	85
GM GW	324	OH OF OH 0	27	VK 8	75	ZL 5	173	9 X	152
HA HG	79	OK OL	53	VK 9 (Chr. Is)	92	ZM 7	24	9 Y	263
HC	267	ON	339	Cocos	99	ZP 4	237		
HC 8	276	OR	183	Nauru	28	ZS 1, 2, 4, 5, 6	164		

Generatore di segnali

di I2 VIU

Per la rubrica CQ Radioamatori mando lo schema di uno strano generatore di segnali sinusoidali a RF con armoniche piuttosto sostenute che arrivano perfino sulla banda degli 87÷104 MHz.

Lo schema è quelli di figura 1, da notare la semplicità.

Da semplici prove ho constatato che le capacità C1 e C2, pur essendo indispensabili, non sono critiche e che ai fini della frequenza hanno meno influenza che non l'induttanza.

Le capacità hanno molta influenza per quanto riguarda l'ampiezza del segnale e precisamente per averla massima deve essere rispettata la seguente condizione:

$$2C1 \leq C2 \leq 5C1.$$

E' da tener presente inoltre che se l'induttanza aumenta anche le capacità debbono aumentare.

Con i dati del circuito di fig. 1 si hanno all'uscita ≃ 4 Vpp ad una frequenza di circa 2,5 MHz (misurati con oscilloscopio G471 Unaohm).

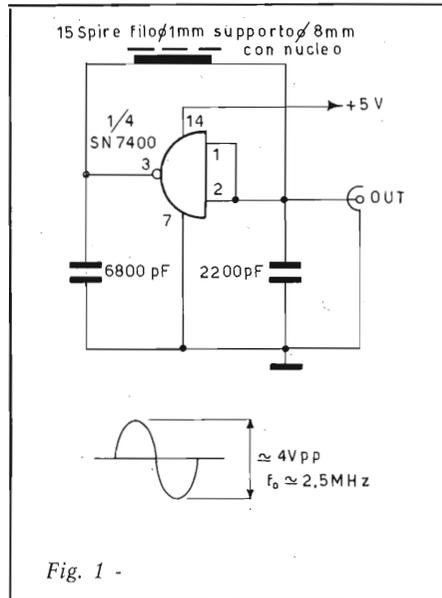



Fig. 1 -

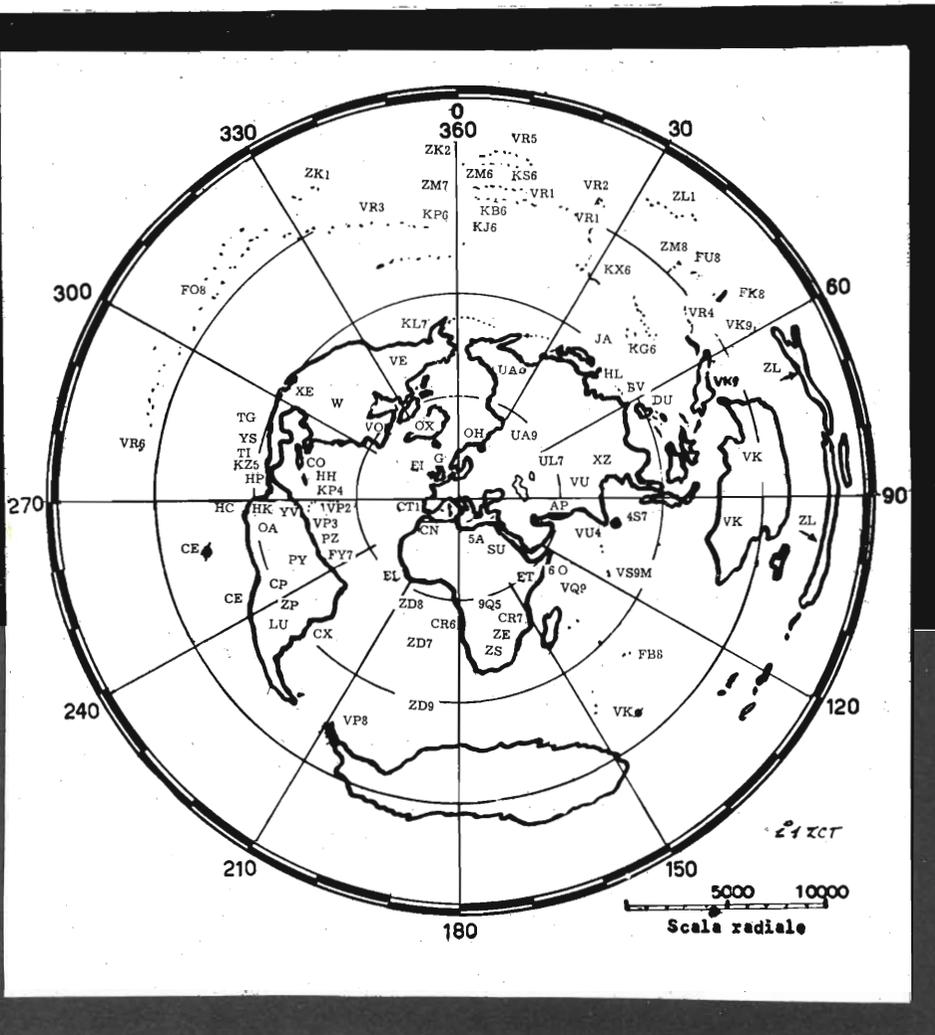
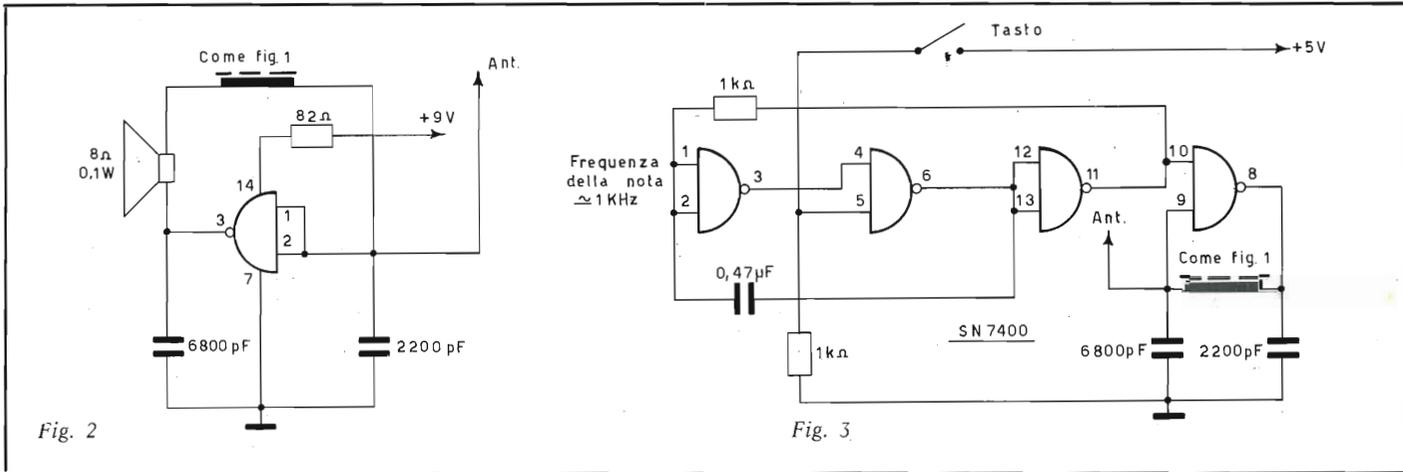



Fig. 2 *Fig. 3*

Se il circuito di fig. 1 si modifica come in fig. 2 si ottiene un mini TX che trasmette in FM sulla banda 87÷104 MHz con una discreta potenza (in rapporto alla sua semplicità).

(Modula in frequenza perché l'altoparlante sollecitato dalle onde sonore modifica il valore dell'induttanza della sua bobina mobile così viene modificato il valore complessivo di induttanza esistente fra il pin 1 - 2 e 3 dell'integrato di conseguenza la frequenza f_o verrà variata in più o in meno di un certo Δf).

E' sottinteso che tale TX può essere modulato anche in AM.

Si può infine realizzare il circuito di fig. 3 ed usarlo, abbinato ad un ricevitore, come cicalino per imparare il CW.

Sono certo che qualcuno più bravo di me troverà qualche altra applicazione più utile e più interessante; è per questo che ho creduto giusto far conoscere tale circuito tramite CQ RADIOAMATORI.

All'amico I2VBC chiedo di non avermene anche se faccio parte di quella marea con licenza speciale senza esami, perché ciò nonostante ho fatto i miei bravi anni di radio ascolto.

Con cordialità sinceri saluti.

L'immissione dei dati in un calcolatore elettronico

di Piero SOATI

Prima di affrontare l'argomento a cui è dedicato questo articolo dobbiamo precisare il motivo della nostra decisione di parlare anche su questa rivista degli elaboratori elettronici.

E' cosa ormai nota che un apporto essenziale è offerto dall'incredibile sviluppo che nel nostro secolo stanno assumendo le scoperte scientifiche e le applicazioni tecniche. Nascono quindi delle precise esigenze per cui l'umanità sente il bisogno di disporre al più presto di macchine automatiche che siano in grado di trattare masse ingenti di informazioni e di eseguire, a velocità elevatissima, calcoli molto complessi. E se fino ai primi giorni del 1976 il ritmo di espansione degli elaboratori elettronici, compresi i minicalcolatori, è stato superato soltanto da quello degli autoveicoli e dal petrolio, molto probabilmente a partire da questo stesso anno la parte che toccherà ad essi sarà quella di strumenti protagonisti della nostra epoca.

E' dunque assiomatico che coloro che si dedicano, per un motivo qualsiasi, allo studio della radiotecnica in generale, compresi i tecnici ed i teleradio-riparatori, non possono ignorare i principi elementari di funzionamento di queste meravigliose macchine in cui sono usati componenti identici a quelli utilizzate in altre branche dell'elettronica.

BREVI CENNI SULLA NUMERAZIONE BINARIA

Abbiamo detto nei numeri precedenti (n. 2 e n. 3 di quest'anno) che un elaboratore elettronico reagisce ed agisce esclusivamente in base a segnali elettrici.

Questi segnali, che in definitiva rappresentano una informazione, si riferiscono ad un particolare codice allo stesso modo per cui, quando noi parliamo, leggiamo o scriviamo ci riferiamo ad un codice sonoro e ad un codice di lettere.

Un elaboratore elettronico utilizza dunque il codice numerico binario il quale deriva dalla ormai celebre algebra di Boole, noto matematico inglese nato il 1815 a Lincoln e morto a Cork nel 1864, autore altresì di importanti memorie sulla teoria delle equazioni differenziali con proprio metodo simbolico, sul calcolo delle differenze finite e di ricerche sulla logica matematica.

Dall'algebra di Boole deriva pertanto il sistema binario costituito dai simboli «0» e «1» che permette di esprimere ogni possibile forma di calcolo, di numerazione e, come vedremo, anche alfabetica.

Tenuto conto che un elaboratore elettronico è una macchina costituita da circuiti elettrici e magnetici che possono trovarsi soltanto in due stati fisici e cioè di circuito aperto o chiuso e di circuito magnetizzato o non magnetizzato, è stato stabilito di attribuire a questi due stati il valore «0» e «1». Detto in parole più semplici ciò significa che «1» rappresenta la presenza nel circuito di un impulso, che è detto **bit**, mentre «0» sta ad indicare l'assenza di qualsiasi forma impulsiva.

Dunque, la successione degli impulsi che formano il linguaggio della macchina trova la sua rappresentazione simbolica nella corrispondente serie di «0» e «1», la qualcosa significa che tanto la macchina quanto l'uomo parlano lo stesso linguaggio.

Il sistema binario differisce dal sistema decimale in un'unica cosa: i simboli su cui esso si basa sono solo due anziché dieci e a parte questa differenza esso segue esattamente le stesse regole che sono proprie del sistema decimale.

Per esempio in un numero decimale intero la prima posizione a destra rappresenta le unità e può ospitare qualsiasi cifra compresa fra lo «0» ed il «9».

Per fornire numeri più grandi occorre aggiungere delle cifre a sinistra usando sempre gli stessi dieci simboli.

Il valore di ogni simbolo aumenta quindi dieci volte quando ci si sposta a sinistra.

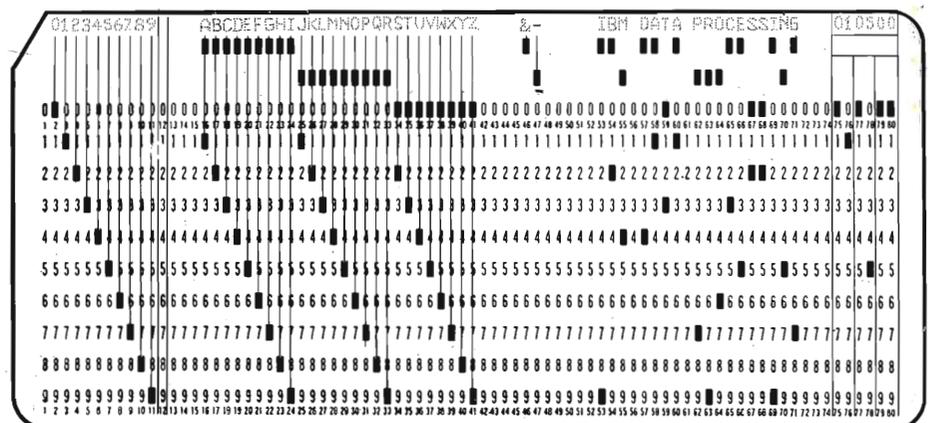



Fig. 1 - Scheda perforata per immissione di dati in un elaboratore elettronico con fori rettangolari.

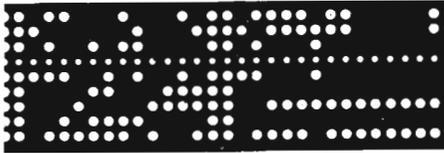



Fig. 2 - Fac-simile di nastro di carta perforato funzionante sostanzialmente come le schede perforate.

Anche in un numero binario la prima colonna a destra rappresenta le unità con la differenza, rispetto al sistema decimale, che quando ci si sposta a sinistra il valore di ogni cifra aumenta solo due volte come indica la tabella 1

TABELLA 1

Decimale	Binario
0	00000
1	00001
2	00010
3	00011
4	00100
5	00101
6	00110
7	00111
8	01000
9	01001
10	01010
11	01011
12	01100
13	01101
14	01110
15	01111
16	10000
17	10001

ALFABETO BINARIO

Il passaggio dalla notazione binaria a quella decimale è facilissimo e ciò permette fra l'altro di comunicare all'elaboratore elettronico delle istruzioni relativamente semplici per la traduzione da un codice all'altro.

Esistono anche dei codici intermedi che permettono agli specialisti nella elaborazione dei dati, di rappresentare con i due simboli binari «0» e «1» non solo i numeri ma anche caratteri dell'alfabeto compresi i segni di interpunzione e qualsiasi altro simbolo avente un significato particolare, come mostra la tabella 2.

Fig. 3 - Schema a blocchi del percorso effettuato dalle informazioni in un elaboratore elettronico. Doppia linea tratteggiata = *istruzioni in fase di controllo.* Linea punteggiata = *istruzioni in esecuzione.* Linea piena = *percorso dei dati.* Linea tratteggiata = *percorso del programma.*

IMMISSIONE DEI DATI IN UN ELABORATORE ELETTRONICO

Le unità di immissione dei dati, dette anche unità input, cioè d'ingresso, sono indispensabili perché hanno il compito di convertire la lettura dei dati che dovranno essere elaborati in modo da consentirne l'immissione nel calcolatore dando anche le istruzioni relative al programma.

I mezzi di immissione dei dati sono numerosi e la loro varietà riflette l'esigenza di trasmettere all'elaboratore, in quantità più o meno grandi ed a velocità più o meno elevate a seconda del tipo di macchina usata, i dati che provengono da varie fonti.

Infatti, fino a quando non saranno realizzati delle macchine in grado di leggere le informazioni direttamente dai documenti originali, è indispensabile che i dati siano trasferiti e registrati su appositi supporti meccanografici e che la loro registrazione sul supporto sia eseguita in conformità dei criteri che sono imposti dal tipo di codice che la macchina è predisposta a dicevere.

I principali supporti sono attualmente rappresentati dalle schede perforate, dai nastri di carta, dai nastri magnetici, dai dischi magnetici e da caratteri ottici e caratteri magnetici.

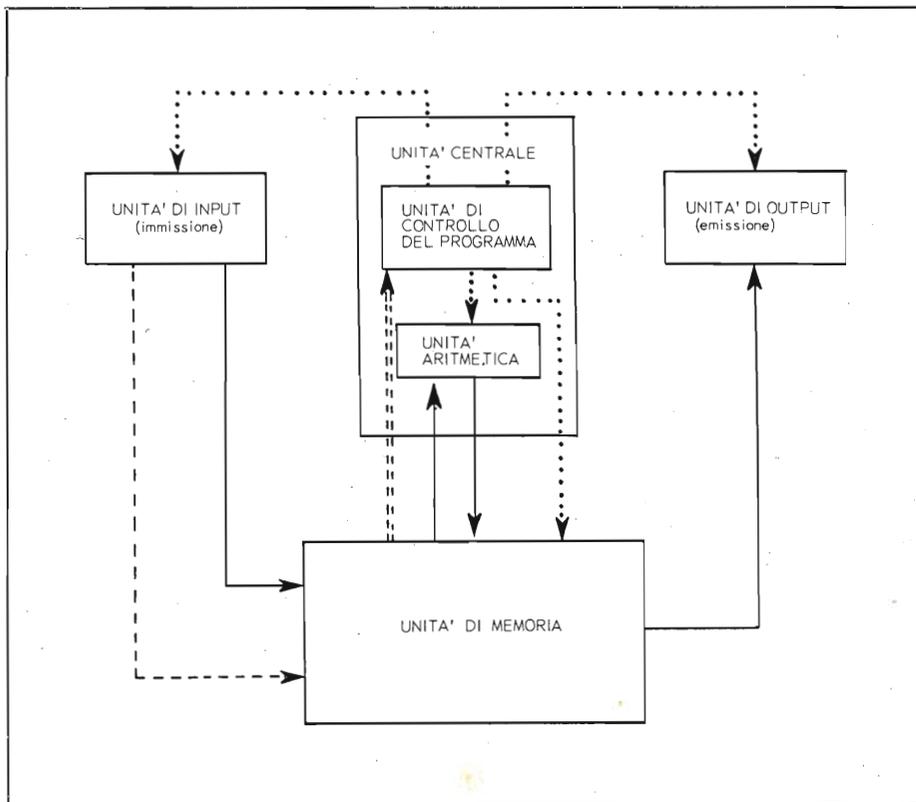
LA SCHEDA PERFORATA

La scheda perforata, di cui in figura 1 è visibile un esemplare, è sempre molto diffusa sebbene comporti due distinte fasi operative e cioè la perforazione con relativa verifica, e quindi richieda un notevole impiego di personale ed un tempo superiore a quello richiesto dai mezzi che analizzeremo successivamente.

Le informazioni in questo caso sono registrate sulla scheda praticandovi dei fori rettangolari, od anche rotondi, che rappresentano lettera, cifre, o qualsiasi altro simbolo.

Le schede sono divise in 80, ed anche 96, colonne ciascuna delle quali prevede 12 possibili posizioni di perforazione.

La diversa disposizione dei fori e la loro combinazione consentono l'introduzione nell'elaboratore di qualsiasi dato.

Mediante speciali apparecchiature, dette lettori di schede perforate, il codice costituito dalle perforazioni viene tradotto in impulsi elettrici che successivamente sono inviati all'unità centrale di elaborazione dati.

NASTRO DI CARTA

Il nastro di carta, di cui in figura 2 si può osservare uno spezzone, funziona sostanzialmente in modo del tutto simile a quello delle schede perforate anche se in base ad un codice diverso.

Infatti, mentre i fori della scheda fotografano una certa informazione di ampiezza limitata quale può essere il consumo di energia elettrica in un dato periodo, l'indirizzo del cliente e così via, il nastro di carta invia all'elaboratore una serie continua di informazioni.

In questo caso l'apparecchiatura che trasmette all'elaboratore i dati registrati è nota con il nome di lettore di nastro di carta.

NASTRI MAGNETICI

Un altro mezzo molto comune per l'immissione dei dati è il nastro magnetico che è costituito da un supporto plastico, ed in qualche caso metallico, rivestito da uno strato sottilissimo ma uniforme di ossido di ferro e avvolto in una bobina che può contenere anche più di 1000 m.

Il nastro viene magnetizzato secondo il solito codice formato da segnali «0» e «1» e con questo mezzo è possibile riunire in uno spazio molto limitato delle grandi quantità d'informazioni leggibili anche al ritmo di centinaia di migliaia di caratteri al secondo.

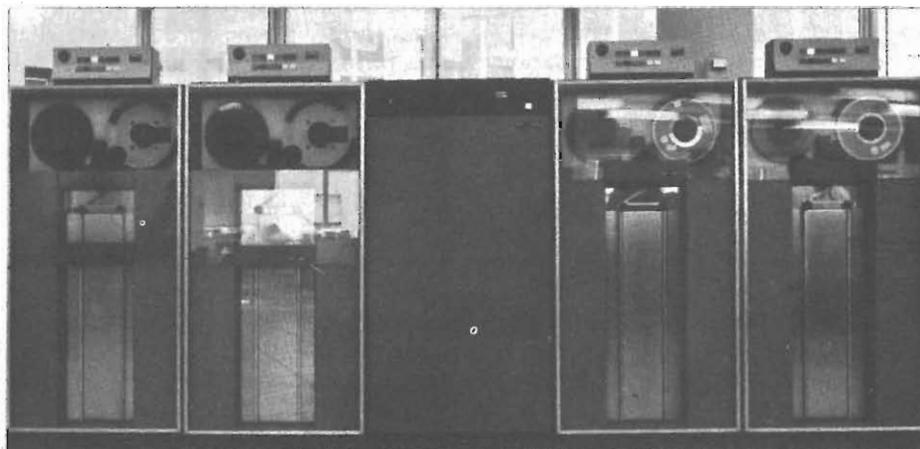



Fig. 4 - Unità di immissione a nastri magnetici, della IBM.

DISCHI MAGNETICI

I dischi magnetici sono composti da una serie dischi sovrapposti coassiali e opportunamente distanziati l'uno dall'altro rivestiti in entrambe le facciate da una pellicola di materiale ferromagnetico e solidali ad un albero di rotazione. Mentre i nastri magnetici possono essere letti solo in modo sequenziale per cui la ricerca di un singolo dato obbliga la lettura di tutti gli altri dati che lo precedono e le informazioni debbono essere distribuite in una prestabilita sequenza, questo problema non esiste nelle unità a dischi magnetici che presentano un accesso diretto. Infatti i dati sono registrati sulla superficie magnetizzata di un disco a piste concentriche, non

TABELLA 2

A	=	11 0001
B	=	11 0010
C	=	11 0011
D	=	11 0100
E	=	11 0101
F	=	11 0110
G	=	11 0111
H	=	11 1000
I	=	11 1001
J	=	10 0001
K	=	10 0010
L	=	10 0011
M	=	10 0100
N	=	10 0101
O	=	10 0110
P	=	10 0111
Q	=	10 1000
R	=	10 1001
S	=	01 0010
T	=	01 0011
U	=	01 0100
V	=	01 0101
W	=	01 0110
X	=	01 0111
Y	=	01 1000
Z	=	01 1001

Fig. 5 - Unità a dischi magnetici intercambiabili in cui l'operatore può inserire e rimuovere un modulo composto da 6 dischi magnetici (IBM 2311 Dispac).

molto diverso da un normale disco long playing.

Per ricercare una data informazione la testina di lettura si sposta direttamente con il suo braccio mobile sul singolo gruppo di dati, che è contrassegnato da un proprio indirizzo che contiene l'informazione desiderata.

Le pile intercambiabili di dischi magnetici permettono di collegare l'unità centrale di elaborazione con miliardi di caratteri tutti praticamente disponibili nello stesso istante.

Sugli stessi principi si basano anche i tamburi magnetici che in linea di massima sono costituiti da un cilindro metallico rivestito da uno strato di materiale ferromagnetico che ruota a velocità elevata attorno al suo asse.

I tamburi magnetici hanno una capacità di informazioni minore di quella dei dischi e dei nastri; consentono però di raggiungere delle velocità di trasferimento molto elevate.

CARATTERI OTTICI E CARATTERI MAGNETICI

Per stabilire un contatto il più possibile diretto fra l'elaboratore elettronico e il documento sul quale è contenuta l'informazione da elaborare, sono stati studiati dei particolari caratteri ottici e magnetici che consentono l'immissione diretta dei dati.

Fig. 6 - Caratteri ottici ingranditi, leggibili sia dall'uomo sia dal dispositivo dell'elaboratore che li converte in impulsi elettrici.

Fig. 7 - Applicazione pratica dei caratteri ottici per concetire all'elaboratore di riconoscere le caratteristiche di un assegno bancario.

In questo caso occorre però avere l'accortezza di stampare i caratteri in una forma che sia leggibile tanto dall'uomo quanto dal dispositivo che dovrà convertirli in impulsi elettrici da inviare all'elaboratore e che in linea di massima è quella indicata, previo ingrandimento, in figura 6.

Molti lettori si saranno chiesti perché mai gli assegni bancari portino alcuni dati con una numerazione stampata in modo del tutto particolare, come mostra la figura 7. Si tratta appunto di caratteri che possono essere letti sia dall'uomo che dall'elaboratore il quale è messo in grado di stabilire il numero dell'assegno, il nome della banca che lo ha emesso e quello della filiale.

La tecnologia attuale consente comunque la lettura automatica anche di caratteri scritti a mano, con una qualsiasi penna o matita purché si rispettino certe regole di posizioni e la grafia si accettabile.

UNITA' TERMINALI

Ormai anche nell'uso corrente gli elaboratori elettronici operano acquisendo le informazioni direttamente da unità terminali che possono essere installate anche a grandi distanza e collegate all'unità centrale mediante linee telefoniche. In questo caso l'immissione dei dati può essere effettuata utilizzando dei terminali video o dei terminali scriventi.

La tastiera in questo caso è del tutto simile a quella delle normali macchine per scrivere in modo che è possibile comunicare direttamente all'elaboratore, cioè senza l'impiego di schede, nastri, dischi, i dati da elaborare preceduti da segnali in codice che specificano la destinazione e l'uso.

Il terminale video, oltre all'immissione dei dati di tipo tradizionale consente anche delle applicazioni del tutto differenti da quelle solite, come ad esempio la elaborazione grafica delle informazioni. Mediante questo sistema utilizzando una penna a luce è possibile tracciare, grafici, schemi, disegni e modificarli agendo direttamente sulla superficie dello schermo.

Occorre altresì tenere conto che insieme ai metodi tradizionali relativi alla raccolta e all'immissione dei dati i quali sono più volte e accuratamente verificati in modo da evitare che il calcolatore possa operare su informazioni errate, esistono altresì dei terminali che sono in grado di svolgere da soli le diverse fasi di acquisizione, di controllo e di immissione dati.

Ad esempio i dati possono essere registrati temporaneamente su di un disco magnetico e quindi verificati e corretti da un'unità logica incorporata che, terminate le operazioni di verifica, li trasmette all'elaboratore.

Funzioni dello stesso tipo possono essere svolte anche da piccoli elaboratori periferici collegati al calcolatore centrale di maggiore capacità.

In un articolo successivo parleremo della memorizzazione.

GLOSSARIO D'INFORMATICA
(parte 3ª)

GAP (Inter Record Gap) - parte di un nastro magnetico che sta fra una registrazione l'altra allo scopo di separare le informazioni.

Generazioni - termine usato per disegnare alcune fasi tecnologiche della costruzione degli elaboratori, dalle valvole (prima generazione) ai transistori (seconda generazione) ai circuiti integrati (terza generazione).

GPSS (General Purpose Simulation System) - Linguaggio di programmazione molto sofisticato usato nei problemi di simulazione.

Hamming code - codice rilevatore e correttore di errori che include un certo numero di bit allo scopo di localizzare la posizione in cui si verifica l'errore.

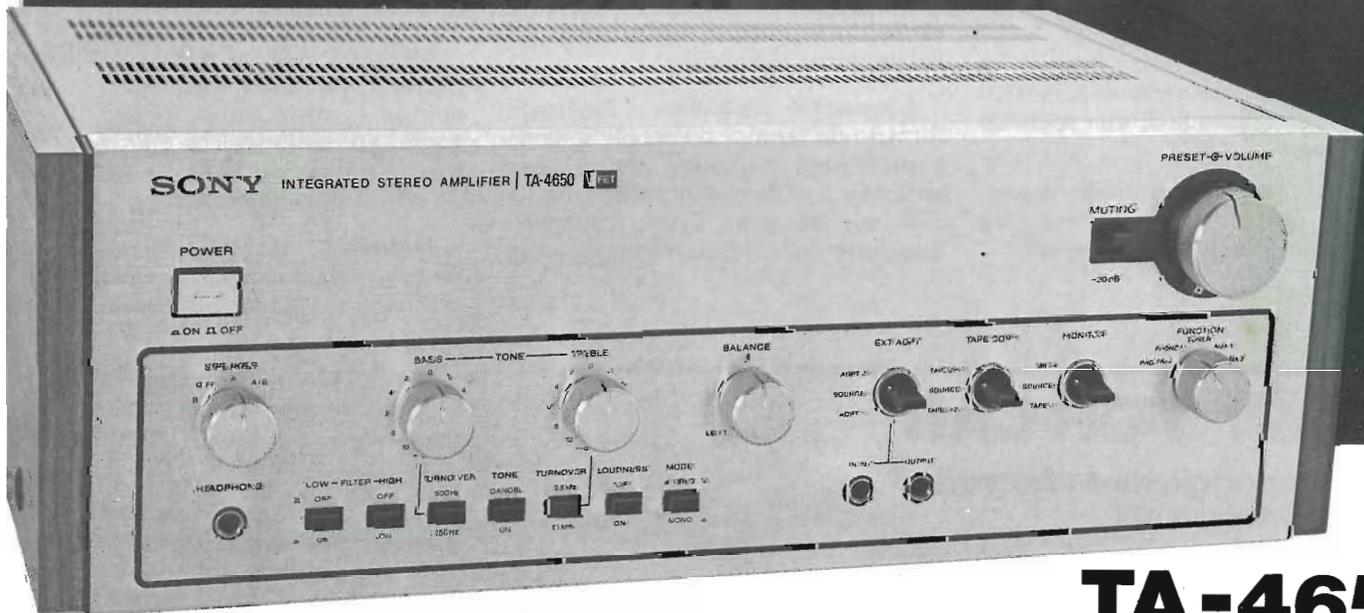
Hardware - l'insieme dei dispositivi meccanici, magnetici elettrici ed elettronici che costituiscono un sistema per l'elaborazione dei dati. S'intende pertanto il sistema elettronico considerato nel suo aspetto fisico, materiale.

Hybrid computer - sistema di elaborazione che combina elementi digitali e analogici di calcolo.

IF - istruzione impiegata nel linguaggio Fortran per scelta, confronto, analisi logica ed anche aritmetica.

Immissione (unità di) - macchine capaci d'introdurre informazioni nell'elaboratore in forma comprensibile alla macchina.

Indirizzo - identificazione di un registro, di una posizione di memoria o di altre fonti o destinazioni di dati, effettuata mediante nomi, simboli o cifre allo scopo di permettere l'immediata individuazione o collocazione dei dati stessi.

Informatica - scienza avente lo scopo di studiare il trattamento delle in-

TA-4650
AMPLIFICATORE STEREO
50+50W

RICHIEDETE I PRODOTTI SONY
AI MIGLIORI RIVENDITORI

Fig. 8 - I terminali collegati con un elaboratore elettronico centrale mediante le normali linee telefoniche permettono il dialogo diretto con la macchina anche a grandissime distanze.

Fig. 9 - Una moderna unità video collegata ad un modernissimo elaboratore elettronico.

formazioni mediante l'impiego degli elaboratori elettronici.

Input - ingresso, entrata, unità input equivale a unità di immissione dati. Integrati (circuit) - combinazione di elementi circuitali connessi fra loro e associati inseparabilmente su un supporto continuo come ad esempio i circuiti monolitici.

Inquiry (interrogazione) - richiesta di informazioni da una memoria per esempio mediante un terminale.

I/O (input/output) - immissione/emissione (dei dati). Terminale generale per indicare i dispositivi di comunicazione con un elaboratore, oppure i dati che vengono comunicati.

Istruzione - comando, inserito in un programma, che richiede all'elaboratore lo svolgimento di una specifica operazione.

I Time - (instruction time) - tempo richiesto per inviare una istruzione dalla memoria allo storage register.

JOB - la procedura completa per eseguire un lavoro, il lavoro produttivo

K - abbreviazione per indicare la capacità della memoria centrale di un elaboratore. Per convenzione un **K** corrisponde a 1025 bit.

Lettore (di schede, di nastri) - unità periferica che trasferisce all'elaborato e i dati riportati sulle schede e sui nastri.

Lettore ottico - dispositivo che permette il riconoscimento automatico di caratteri stampati o scritti manualmente su un documento attraverso l'identificazione della loro forma.

Linguaggio di macchina - codice di simboli interpretabili direttamente dall'elaboratore elettronico.

Linguaggio simbolico - linguaggio formato da termini o simboli analoghi a quelli usati dall'utente di un sistema elettronico nella sua normale attività, cioè tale da poter essere facilmente impiegato nella stesura di un programma relativo ad applicazioni di uno specifico settore, ad esempio Fortran, Cobol, Algol, Basic, PL/1 etc.

Macroistruzione - istruzione in linguaggio simbolico che riassume una serie di istruzioni in linguaggio di macchina e che determina quindi lo svolgimento di una sequenza predeterminata di operazioni da parte dell'elaboratore.

Memoria centrale - unità di memoria costituita da nuclei di ferrite o da circuiti elettronici, nella quale sono registrati i dati e le istruzioni necessarie immediatamente per l'elaborazione.

Memoria esterna - unità di memoria nella quale vengono registrate informazioni a carattere permanente o durevole da richiamare successivamente nella memoria centrale per l'elaborazione, ad esempio unità a nastri magnetici.

Memoria di transito (Buffer) - dispositivo di memorizzazione temporanea dei dati usato per compensare le differenze di velocità nel flusso dei dati quando questi vengono trasferiti da un'unità a un'altra più veloce.

Modello matematico - insieme di espressioni matematiche che rappresentano l'andamento di un processo dinamico.

Monitoring - sistema di controllo e di supervisione continua dell'andamento di un processo.

MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) - tecnologia di costruzione dei circuiti integrati per unità logiche e di memoria basata sull'utilizzazione di transistori ad effetto di campo.

Multidrop - unica linea telefonica su cui vengono inviati i messaggi di più terminali diretti allo stesso elaboratore.

MST (Monolitc System Technology) - tecnica di realizzazione dei componenti elettronici integrati dei moderni elaboratori.

Multieleborazione - esecuzione simultanea di due o più programmi da parte di un sistema elettronico provvisto di due o più unità centrali interconnesse che utilizzano le stesse unità periferiche.

Multiprogrammazione - esecuzione contemporanea di più programmi, effettuata da un'unico elaboratore.

decima parte

Dizionario dei semiconduttori

a cura di G. Büscher - A. Wiegelmann - L. Cascianini

Transistore, denominazione derivata dalla fusione delle due parole inglesi «**tran** (sfer-re) **sistor**». Il transistore ha sostituito il tubo a vuoto in tutte le applicazioni di piccola potenza e con l'affinamento delle tecnologie di costruzione sta progressivamente sostituendolo anche nelle applicazioni di potenza.

Il transistore possiede un rendimento superiore a quello del tubo in quanto non richiede l'energia necessaria al riscaldamento del filamento e lavora con basse tensioni di alimentazione. Altri vantaggi rispetto al tubo elettronico sono: dimensioni molto più ridotte, robustezza meccanica maggiore, funzionamento più sicuro, durata di vita praticamente illimitata. L'inconveniente del transistore è che il suo funzionamento è molto influenzabile dalla temperatura, ma con opportuni accorgimenti meccanico-elettrici tale inconveniente può essere quasi completamente neutralizzato.

Il transistore può considerarsi formato da due diodi collegati come indicato in fig. 172: gli «elettrodi» sono tre, e cioè: l'emettitore-base viene polarizzato in senso **diretto**; quello base-collettore in senso **inverso**. I materiali semiconduttori con cui viene fatto il transistore sono principalmente il germanio e il silicio. I transistori si suddividono in due grandi categorie: **n-p-n** e **p-n-p**. In fig. 173 è riportato il simbolo di un transistore **p-n-p**. I primi transistori erano **a punta di contatto** in quanto due punte metalliche molto ravvicinate toccavano la superficie di una piastrina di germanio. Furono ben presto sostituiti dai **transistori a giunzione** (fig. 174).

In figura 175 è riportata schematicamente la struttura di un transistore **p-n-p** a giunzione. Su entrambe le superfici di una sottile piastrina di germanio di tipo **n** che costituisce la base, vengono sistemate due sferette di indio (vedi questo); a quella più piccola sarà collegato il terminale dell'emettitore, a quella più grande il terminale del collettore del futuro transistore. I due strati esterni di tipo **p**, e cioè quello dell'emettitore e quello del collettore sono ottenuti con un processo di lega (vedi questo). Avremo pertanto due giunzioni, e cioè **p-n** (emettitore-base) e **n-p** (base-collettore). Lo strato **n** di base è solitamente molto sottile per le ragioni che vedremo tra poco.

La fig. 176 indica schematicamente il meccanismo di funzionamento di un transistore. Si tratta di un transistore **p-n-p** a giunzione. Il «diodo» emettitore-base viene polarizzato in senso diretto dalla batteria B1. In conseguenza di ciò avremo una migrazione di buchi dallo strato **p** dell'emettitore verso lo strato **n** della base, e corrispondentemente una migrazione di elettroni dallo strato **n** della base verso lo strato **p** dell'emettitore. Esternamente, avremo una corrente di elettroni I_E (corrente di emettitore) verso il + della batteria. Il «diodo» base-collettore abbiamo detto che risulta polarizzato in senso inverso dalla batteria B2, la quale fornisce una tensione solitamente più elevata della batteria B1. Succederà allora che, se lo spessore dello strato del materiale della base **n** sarà molto sottile (50... 100 μm), i buchi iniettati dall'emettitore nella base saranno nella loro quasi totalità assorbiti dal collettore, dando origine ad una corrente di elettroni I_C (corrente di collettore) dalla batteria B2 verso il collettore. Non tutti i buchi provenienti dall'emettitore potranno essere assorbiti dal collettore: alcuni si ricombineranno con gli elettroni della base dando luogo ad una **corrente di base** I_B che non sarà altro che la differenza tra $I_E - I_C$, e cioè: $I_B = I_E - I_C$.

Si deve tener presente che mentre nelle figg. 176-179 è indicata con le freccie la vera direzione della corrente di elettroni, nei simboli dei transistori riportati nelle figg. 173 e 178, rispettivamente per i tipo **p-n-p** e **n-p-n**, la freccia dell'emettitore indica la direzione **convenzionale** della corrente di elettroni, e cioè una corrente diretta (dal + al − della batteria).

Abbiamo visto che a seconda della disposizione degli strati, i transistori possono essere di tipo **p-n-p** oppure **n-p-n**. Tenendo presente che un transistore può considerarsi equivalente a due

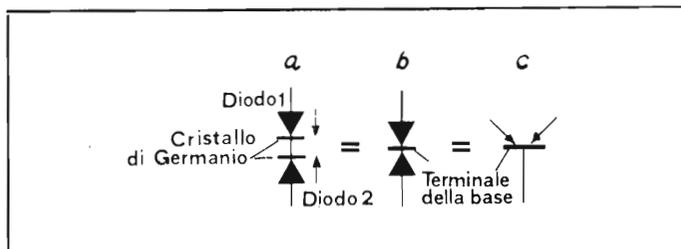



Fig. 172 - Un transistore è costituito essenzialmente da due diodi; uno polarizzato in senso diretto emettitore-base e l'altro polarizzato in senso inverso, base-collettore.

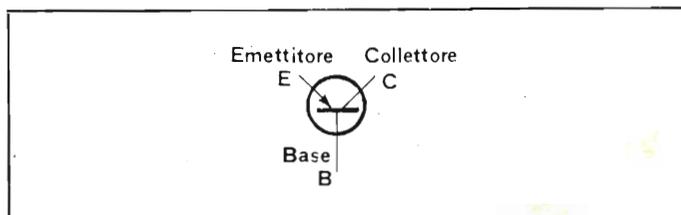



Fig. 173 - Simbolo di un transistore p-n-p.

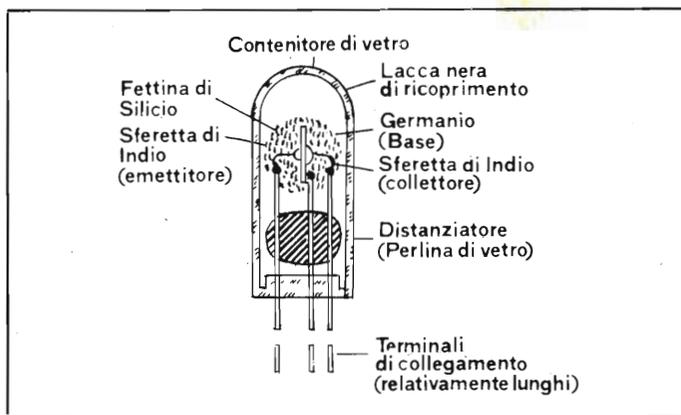



Fig. 174 - Struttura interna di un transistore a giunzione.

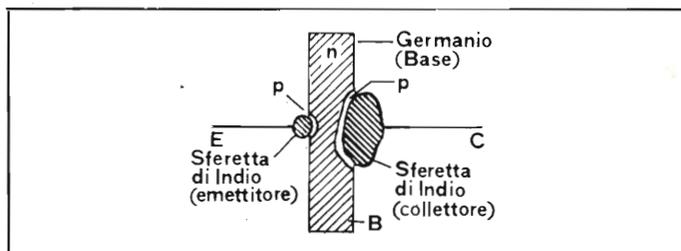



Fig. 175 - Transistore a giunzione p-n-p *in sezione.*

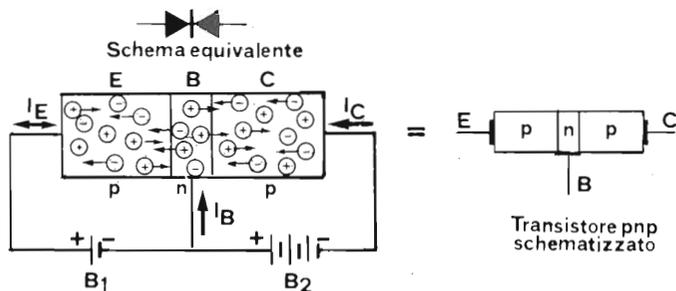



Fig. 176 - Meccanismo di funzionamento di un transistore p-n-p *a giunzione.*

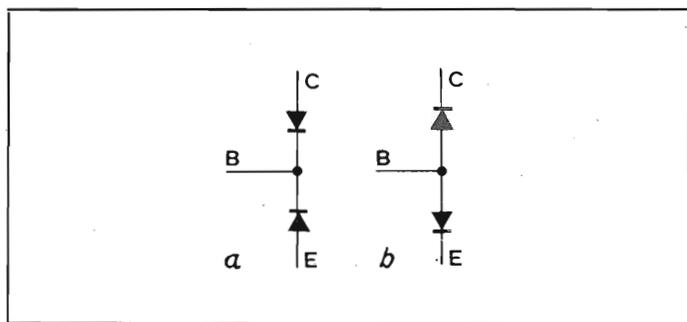



Fig. 177 - a) come risultano montati i due diodi che costituiscono un transistore p-n-p, *b) come risultano montati i due diodi di cui risulta costituito il transistore* n-p-n.

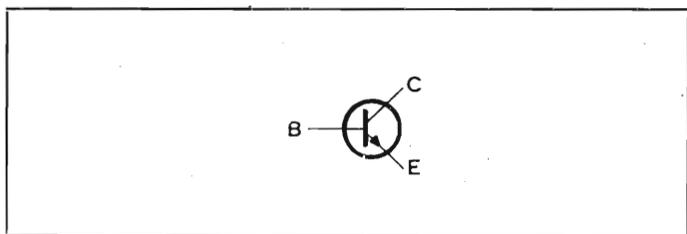



Fig. 178 - Simbolo di un transistore n-p-n.

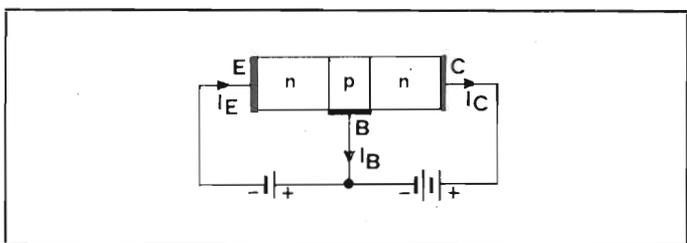
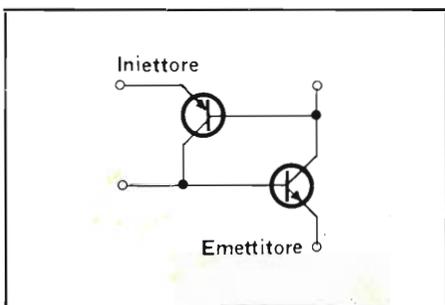
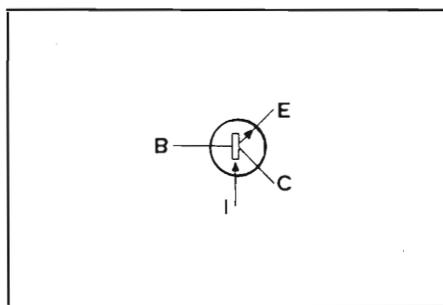
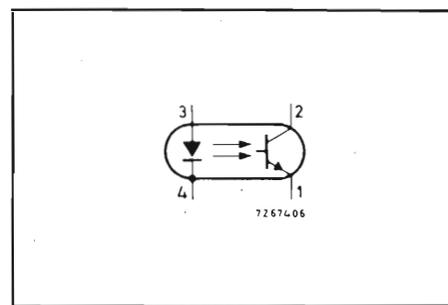



Fig. 179 - Transistore n-p-n *con le rispettive tensioni di alimentazione.*

diodi polarizzati in maniera opposta, si desume che nel caso di un transistore **p-n-p** i due suddetti diodi saranno collegati come indicato in fig. 177a (catodi collegati assieme) mentre nel caso di transistori **n-p-n**, i due diodi saranno collegati come indicato in fig. 177b (anodi collegati assieme). In fig. 178 è riportato il simbolo di un transistore **n-p-n**; in figura 179 il relativo collegamento alle due sorgenti di alimentazione, con indicata la direzione delle tre correnti rispettivamente I_E, I_B, I_C.

Dalla figura risulta che le tensioni di alimentazione dei vari elettrodi di un transistore **n-p-n** sono di polarità contraria rispetto a quelle di alimentazione di un transistore **p-n-p**.

In questo caso infatti, la corrente di emettitore I_E va dalla batteria all'emettitore mentre le correnti di base I_B e di collettore I_C scorrono dai rispettivi elettroni verso la batteria. Anche il tipo di cariche maggioritarie mobili all'interno dei tre strati è di differente natura in un transistore **n-p-n**. In un transistore **n-p-n** infatti vengono iniettati dall'emettitore (n) nella base (p) non buchi ma elettroni i quali, a loro volta, vengono poi nella loro quasi totalità assorbiti dal collettore (n). La corrente di collettore sarà in questo caso tanto più intensa quanto più positiva sarà la tensione di base rispetto alla tensione di emettitore.

Pertanto, per ciò che riguarda la polarità delle tensioni dei vari elettrodi avremo:

transistore p-n-p: emettitore al (+) della batteria, collettore al (−) della medesima

transistore n-p-n: emettitore al (−) della batteria, collettore al (+) della medesima.

Qui di seguito illustreremo in ordine alfabetico i principali tipi di transistori attualmente disponibili.

Binistor, tetrodo a tre giunzioni rispettivamente **p-n-p-n** appartenente alla famiglia dei transistori. A differenza dei diodi controllati a quattro strati **p-n-p-n** (tiristori) i quali passano dalla condizione di non-conduzione (resistenza ohmica elevata) alla condizione di conduzione (resistenza ohmica bassa) in un tempo estremamente breve; il binistor passa dalle due suddette condizioni attraverso un circuito di pilotaggio mediante iniettore. La fig. 180 indica il circuito equivalente del binistor, la fig. 181 il relativo simbolo.

Channelstopper, termine americano per indicare un transistore speciale **p-n-p** particolarmente adatto a lavorare in sfavorevoli condizioni di temperatura e con tensioni elevate.

Chopper-transistor, fototransistore planare con due emettitori. Viene comandato non elettricamente ma otticamente tramite la base, ottenendosi in questo modo un perfetto isolamento elettrico tra sorgente di comando e segnale elettrico corrispondente. Attualmente questi dispositivi vengono chiamati fotoaccoppiatori, in fig. 182 ne riportiamo uno schema di funzionamento mentre nella fig. 183 si possono vedere alcuni esempi di impiego.

Fototransistore, se il cristallo di un transistore viene investito da radiazioni luminose, il funzionamento del transistore può risultare notevolmente alterato; è per questo motivo quindi che il cristallo viene incapsulato in un contenitore opaco alla luce. Questa proprietà fotoelettrica nociva ad un transistore normale viene invece sfruttata nel fototransistore. In questo caso infatti il transistore funziona come un normale fotodiodo polarizzato in senso inverso, con il vantaggio rispetto a quest'ultimo, di poter disporre, grazie alle proprietà amplificatrici proprie del transistore, di un dispositivo fotoelettrico avente una sensibilità elevata.

La zona fotosensibile del fototransistore si trova in corrispondenza della giunzione **p-n** base-collettore che risulta, come è noto,

Fig. 180 - Schema elettrico di un binistore.

Fig. 181 - Simbolo di un binistore.

Fig. 182 - Schema di funzionamento di un fotoaccoppiatore.

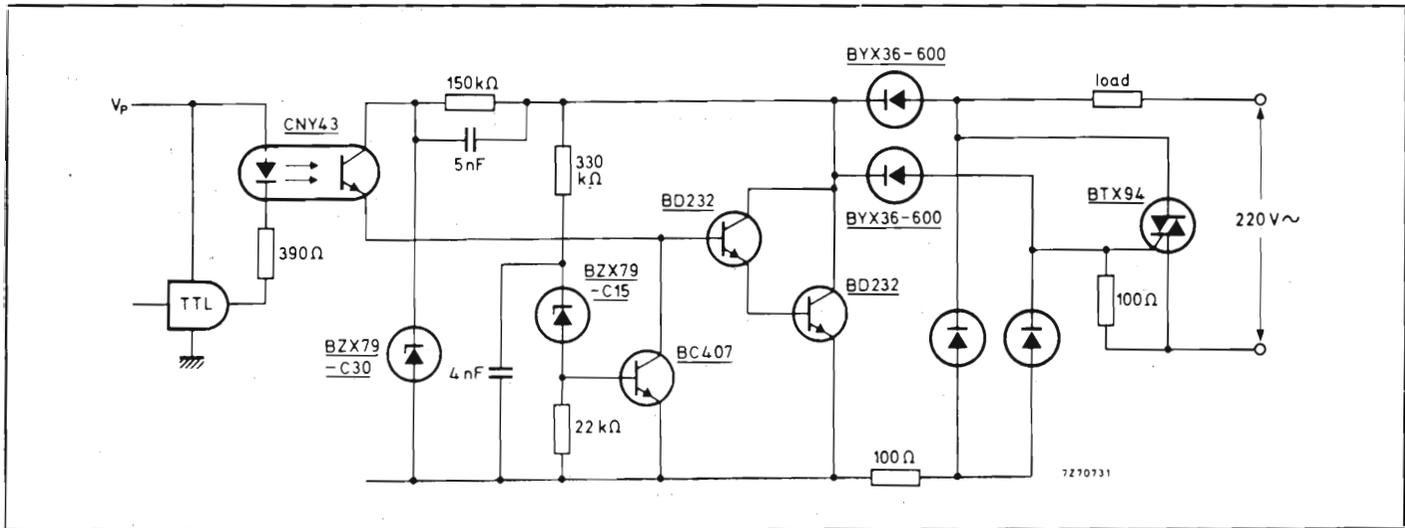



Fig. 183 - Esempio di impiego di un fotoaccoppiatore. In questo caso viene usato per isolare dalla rete il circuito d'innesco di un triac.

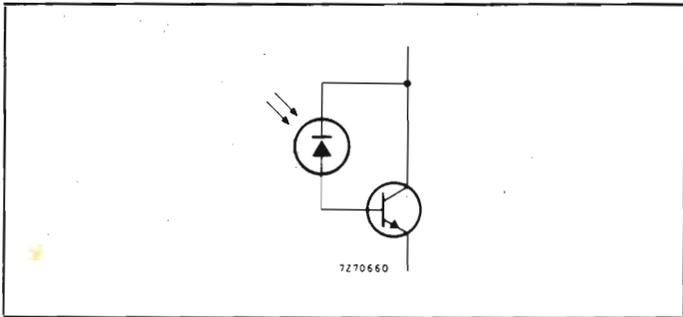



Fig. 184 - Indicazione schematica del funzionamento di un fototransistore.

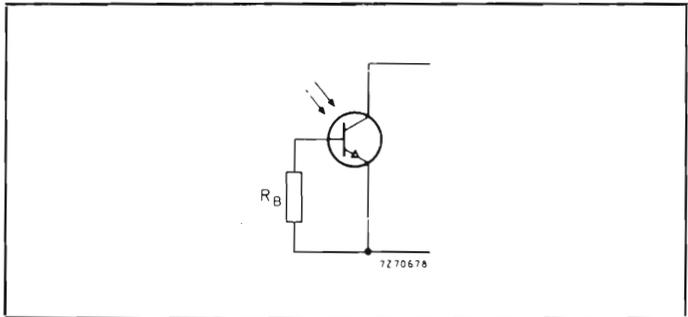



Fig. 185 - Simbolo di un fototransistore.

polarizzata in senso inverso. La tensione di alimentazione (tensione ausiliaria) va applicata, tra emettitore e collettore. Lo schema di funzionamento di un fototransistore è riportato in fig. 184, il simbolo in fig. 185, e alcuni esempi d'impiego in fig. 186.

Gridistor, transistore ad effetto di campo (vedi questo) particolarmente adatto a funzionare alle frequenze superiori a 100 MHz (struttura policanale).

Micro-alloy - diffused - transistor, vedi transistore MADT

Transistore AD, transistore fabbricato secondo la tecnologia AD = Alloy - Diffusion (vedi anche tecnologia PAD e POB).

Transistore a diffusione, transistore nel quale un sottile strato di tipo **p** è stato ottenuto portando allo stato gassoso gli atomi delle sostanze droganti (vedi anche impurità), quali per es. l'indio e il gallio. Tali atomi impiantandosi sulla superficie di una piastrina di germanio puro o intrinseco formano uno strato molto sottile di tipo **p** che abbassa notevolmente il tempo di transito delle cariche che lo attraversano. Questo processo viene impiegato nella fabbricazione di transistori destinati a lavorare alle frequenze elevate.

In base al processo POB, su una piastrina di germanio di tipo **p** viene ottenuto, per diffusione, un sottile strato di tipo **n** che costituirà la base; sopra questo strato vengono sistemate due sferette di piombo contenenti ciascuna una piccola quantità di antimonio. Le sferette distano 50 μm l'una dall'altra (fig. 187). Su una di queste sferette viene depositato per evaporazione dell'alluminio. Il tutto viene riscaldato fino al punto in cui le due sferette fanno lega con il materiale sottostante. Il fatto però che il piombo abbia una velocità di diffusione inferiore all'antimonio impedisce che esso venga a contatto con lo strato **n**; sarà invece l'antimonio che «arrivando prima» formerà per lega una zona **n** che farà un tutt'uno con il primitivo strato **n**. Siccome però l'alluminio, presente su una delle due sferette, possiede una velocità di diffusione inferiore a quella dell'antimonio, esso sarà in grado di formare sopra lo strato di tipo **n**, una zona con conduzione di tipo **p**, che costituirà l'emettitore.

Transistore a doppia base, detto anche transistore unigiunzione (unijunction transistor). E' costituito da una piastrina di silicio di tipo **n** inserita tra due contatti ohmici (contatti cioè che non formano una giunzione), che costituiscono i collegamenti delle due basi. La resistenza effettiva della piastrina viene «rego-

Fig. 186 - Esempio d'impiego del fototransistore in un sistema di rivelazione di fiamma.

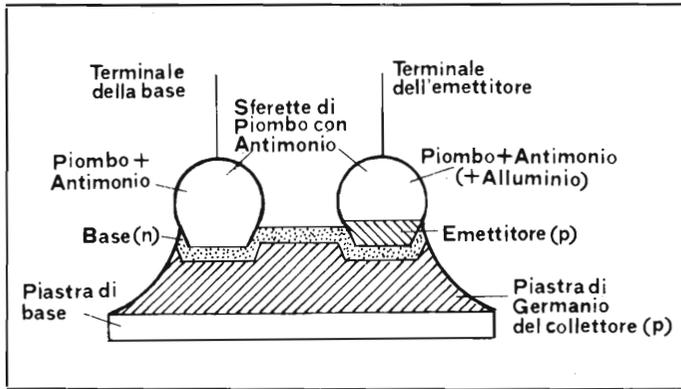



Fig. 187 - Struttura di un transistore a lega e a diffusione.

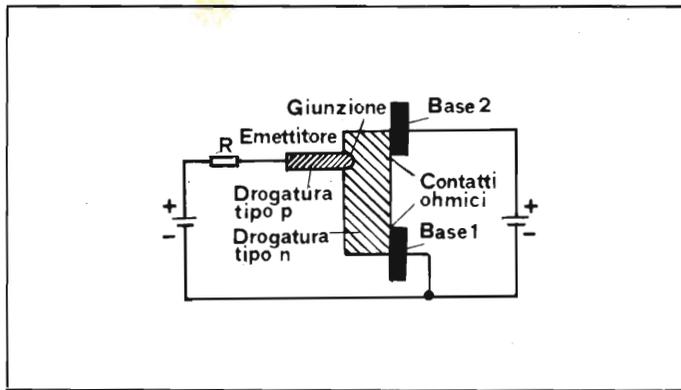



Fig. 188 - Transistore a due basi con le rispettive tensioni di alimentazione (transistore unigiunzione).

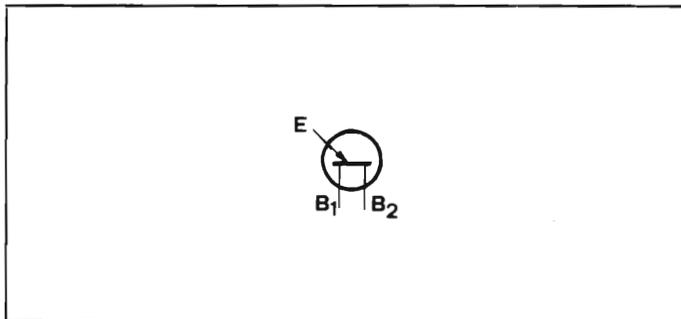
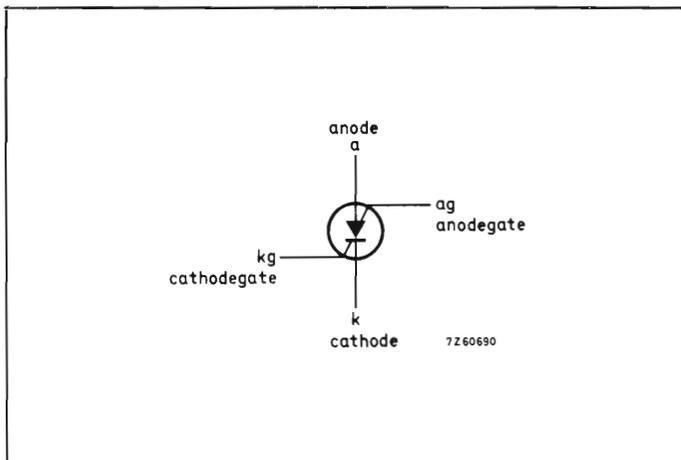



Fig. 189 - Simbolo di un transistore a doppia base.

lata» da una zona a conduzione di tipo **p** che costituisce l'eme titore (fig. 188).

In fig. 189 è riportato il simbolo del transistore a doppia bas Come funzionamento, il transistore a doppia base assomiglia a un tubo thyratron pilotato di griglia, e per questo motivo vien impiegato in circuiti di commutazione e ad impulsi. Gli attua transistori unigiunzione assomigliano per funzionamento al tir store. In fig. 190 ne riportiamo lo schema di principio mentr nella fig. 191 se ne possono vedere alcuni esempi d'impiego.

Transistore ad effetto di campo detto anche FET (Fiel Effect Transistor oppure transistore unipolare). Transist re nel quale la conducibilità del materiale semiconduttore di cu è costituito viene variata mediante azione di un campo elettric ottenuto in due differenti modi. Abbiamo infatti transistori J-FE (FET a giunzione) e transistori MOS-FET (FET a strato di ossido)

Il principio di funzionamento del transistore ad effetto d campo venne illustrato molto tempo prima che fosse scoperto i convenzionale transistore bipolare (vedi questo). Venne infatt coperto da brevetto da Lilienfeld già negli anni 1933 e 1935. No se ne poté attuare la fabbricazione a causa della mancanza d processi tecnologici appropriati. Questi ultimi poterono esser messi definitivamente a punto in occasione della scoperta e dell fabbricazione in grandi serie dei transistori bipolari, e da allor il transistore ad effetto di campo passò dalla fase di sperimenta zione alla normale fabbricazione in serie. Attualmente infatti i FET-MOS, è il transistore più impiegato per la realizzazione d circuiti logici (digitali) in forma integrata. (Memorie RAM, ROM PROM, funzioni logiche come NAND, NOR, Flip-Flop ecc).

Il transistore ad effetto di campo viene chiamato transistor **unipolare** in quanto il suo funzionamento è basato su una cor rente formata da un solo tipo di cariche. I portatori di carich possono infatti essere o elettroni o buchi a seconda che il ma teriale di cui è costituito **il canale** è di tipo **n** (cariche maggiori tarie elettroni) o tipo **p** (cariche maggioritarie, buchi). (Si dev tenere presente in proposito che i normali transistori **p-n-p** o **n-p-n** vengono chiamati **bipolari** in quanto il loro funzionamento, a dif ferenza di transistori ad effetto di campo, è basato sulla **contem poranea** azione di correnti formate da **due** differenti tipi di cariche e cioè dagli elettroni e dei buchi.

Il transistore ad effetto di campo viene così chiamato in quant la corrente delle cariche maggioritarie (buchi o elettroni) che cir cola nel materiale semiconduttore (detto canale) viene pilotat da un campo elettrico, il quale è in grado pertanto di variare l resistività del canale. Per meglio comprendere il funzionament del transistore ad effetto di campo si consideri il modo di funzio namento di un condensatore.

Con riferimento alla fig. 192a vediamo che se si pongono in cortocircuito i terminali di un condensatore, in entrambe le ar mature sarà presente un uguale numero di elettroni. Se ora cari chiamo il condensatore succederà (fig. 192b) che un gran numer di elettroni si ammasserà sulla superficie dell'armatura superiore (negativo della batteria) mentre il più ridotto numero di elettroni presenti nell'armatura inferiore verrà ulteriormente spinto dagli elettroni presenti nell'armatura superiore verso il lato opposto dell'armatura inferiore. L'armatura inferiore risulterà quindi in parte «svuotata» di elettroni. Se ora facciamo circolare nell'ar matura inferiore una corrente di elettroni diretta da **S** verso **D**,

Fig. 190 - Schema di principio di un transistore unigiunzione.

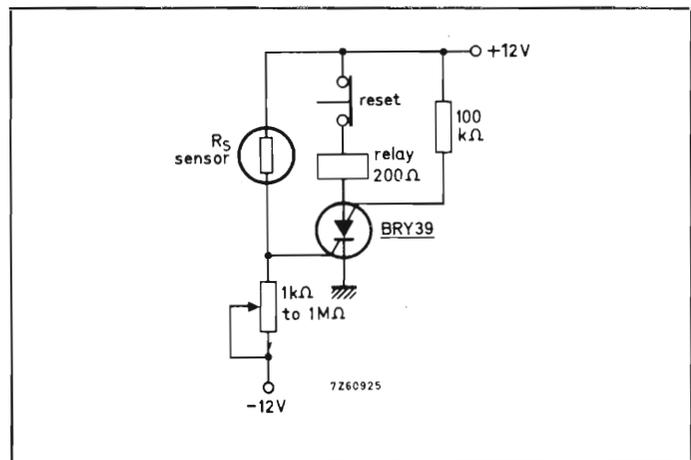



Fig. 191 - Esempio d'impiego di un transistore unigiunzione.

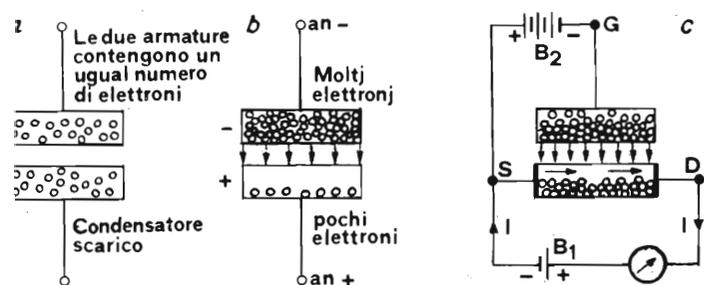



Fig. 192 - Effetto condensatore per spiegare il funzionamento di un transistore ad effetto di campo (FET).

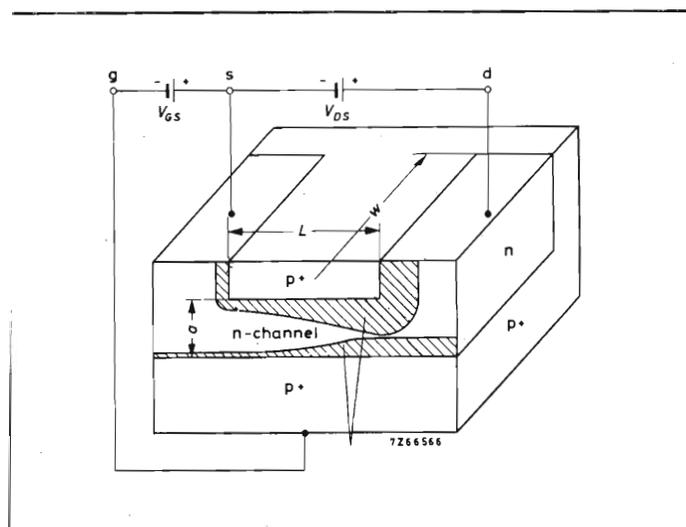
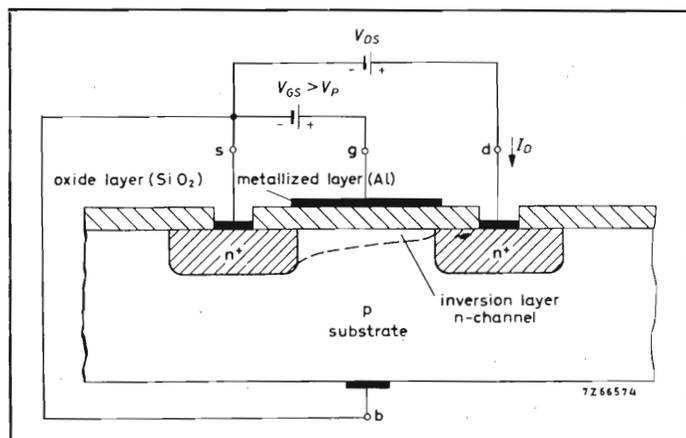



Fig. 193 - Struttura schematica di un FET a giunzione.

gli elettroni presenti nell'armatura superiore «ammasseranno» gli elettroni di questa corrente verso la parte inferiore dell'armatura positiva (fig. 192c). Lo spazio (o canale) riservato a questa corrente sarà quindi più ridotto, il che equivale a dire che anche questa corrente sarà ridotta in quanto la diminuita sezione del «canale» (costituito in questo caso dall'armatura inferiore) implica in pratica una aumentata resistività del canale stesso. Da quanto sopra si conclude che la corrente di elettroni circolante nell'armatura inferiore potrà essere influenzata dal valore della tensione applicata tra le due armature o meglio dal campo elettrico che tale tensione produce tra le due armature (effetto di campo).

Nei transistori ad effetto di campo (FET) ovviamente non sono presenti armature ma piuttosto materiali semiconduttori di tipo **n** o di tipo **p** ed un campo elettrico in grado di regolare il flusso delle cariche maggioritarie presenti in questi materiali in modo più efficace di quello che non avvenga nell'esempio del condensatore.

Con riferimento alla fig. 192c, se si varia la tensione della batteria B2, lo strumento inserito nel circuito della batteria B1 indicherà una corrispondente variazione di corrente I. Si vede quindi come, in questo caso, a differenza dei transistori bipolari, sia possibile variare l'intensità di una corrente senza dover «spendere potenza», proprio come avviene nei tubi elettronici.

I transistori FET si presentano attualmente in due principali esecuzioni: FET a giunzione detti anche pn-FET o J-FET (J = = Junction) e **FET a strato isolante** detti anche MIS-FET (**M**etal-**I**nsulator-**S**emiconductor **FET**) oppure IG-FET (**I**nsulated-**G**ate FET). A quest'ultimo gruppo appartiene il MOS-FET (**M**etal-**O**xide **S**emiconductor) che è quello che attualmente viene più impiegato. Le suddette due esecuzioni di FET si suddividono, a loro volta, in FET con canale di tipo **n** e FET con canale di tipo **p**. Qui di seguito diamo una breve descrizione di queste due esecuzioni:

a) **transistori ad effetto di campo a giunzione** (J-FET). Sono costituiti (fig. 193) da un cristallo di silicio, di tipo **p** o di tipo **n** chiamato **canale** all'estremità del quale si trovano due contatti metallici denominati rispettivamente **source** e **drain** (corrispondenti, tanto per intenderci, il **source** all'emettitore o al catodo, il **drain** al collettore o all'anodo rispettivamente di un transistore bipolare e di un tubo a vuoto). Questi due contatti sono ohmici e non formano quindi giunzioni **p-n** in corrispondenza delle estremità del canale.

Supponiamo che il canale sia di tipo **n** e cioè con elettroni come cariche maggioritarie. Tutt'intorno alla zona centrale del canale **n** si crea una giunzione **p-n** depositandovi un «anello» di materiale di tipo **p**. A questo anello si collega l'elettrodo di controllo chiamato **gate** (corrispondente alla base o alla griglia rispettivamente di un transistore bipolare o di un tubo a vuoto). Al **drain** verrà collegato il (+), al source il (−) della batteria B1; al **gate** il (−) della batteria B2. (Le polarità di B1 e B2 dovranno essere ovviamente invertite qualora si trattasse di un J-FET con canale di tipo **p**).

Per ciò che riguarda il funzionamento del J-FET possiamo dire quanto segue. A causa della giunzione **p-n**, polarizzata in senso inverso dalla batteria B2 e formata dal materiale **p** che avvolge la parte centrale del canale di tipo **n**, si formerà all'interno del canale la nota **zona di svuotamento** che «strozzerà» il canale riducendo l'intensità della corrente di elettroni diretti dal source al drain. La maggiore o minore «strozzatura» del canale dipenderà dal valore più o meno grande della tensione tra source e gate (B2). Esiste un particolare valore della tensione B2 in corrispondenza del quale la «strozzatura» del canale è massima; il canale risulta quindi chiuso, e la corrente di drain annullata. Questa tensione si chiama tensione di **pin-choff.**

b) **Transistori ad effetto di campo a strato di isolamento** (MIS oppure MOS oppure IG-FET).

Un transistore ad effetto di campo a strato isolante supponiamo con canale di tipo **n** è costituito (fig. 193) da un cristallo di materiale semiconduttore di tipo **p** in due parti del quale vengono formate per diffusione due zone di tipo **n** fortemente drogate. (Le zone di tipo **p** o di tipo **n** fortemente drogate vengono solitamente indicate rispettivamente con p^+ (pp) oppure n^+ (nn)).

Fig. 194 - Struttura schematica di un FET-MOS a canale n *del tipo ad arricchimento (enhanchement).*

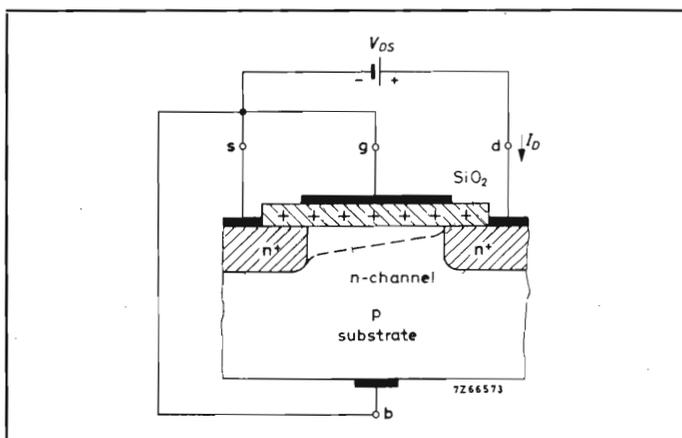



Fig. 195 - Struttura schematica di un FET-MOS con canale n *ad impoverimento (depletion).*

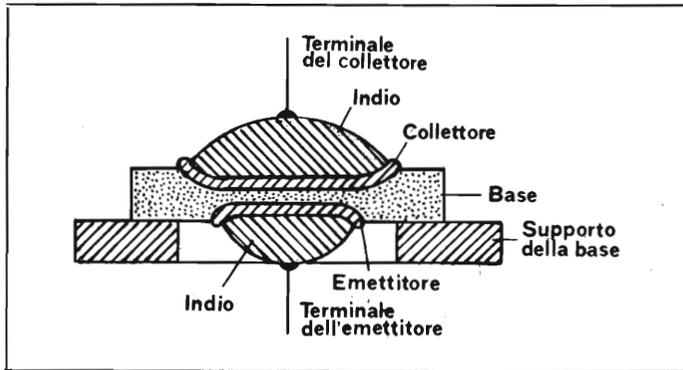



Fig. 196 - Transistore a lega p-n-p *in sezione.*

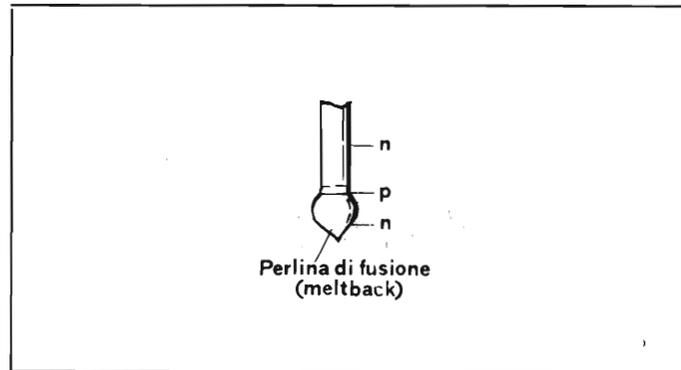



Fig. 197 - Formazione di un cristallo di un transistore Meltback

Sopra queste due zone e isolate da esse tramite un sottile strato isolante, viene formato per evaporazione un sottile strato di metallo. Le due zone fortemente drogate di tipo **n** costituiscono rispettivamente gli elettrodi di **source** e **drain** del transistore mentre lo strato di metallo costituisce il **gate**. Il canale del FET è costituito, in questo caso, dal silicio che si trova sotto lo strato isolante e compreso tra le due zone fortemente drogate di tipo **n** degli elettrodi di drain e di source. In un transistore MOS-FET, lo strato isolante di cui abbiamo parlato sopra è costituito da biossido di silicio (SiO_2).

Applicando il polo positivo della batteria al gate e il polo negativo al source di un MOS-FET succederà che per l'effetto condensatore già descritto, verranno indotte nel sottostante silicio di tipo **p** delle cariche negative (elettroni) che «collegheranno» le

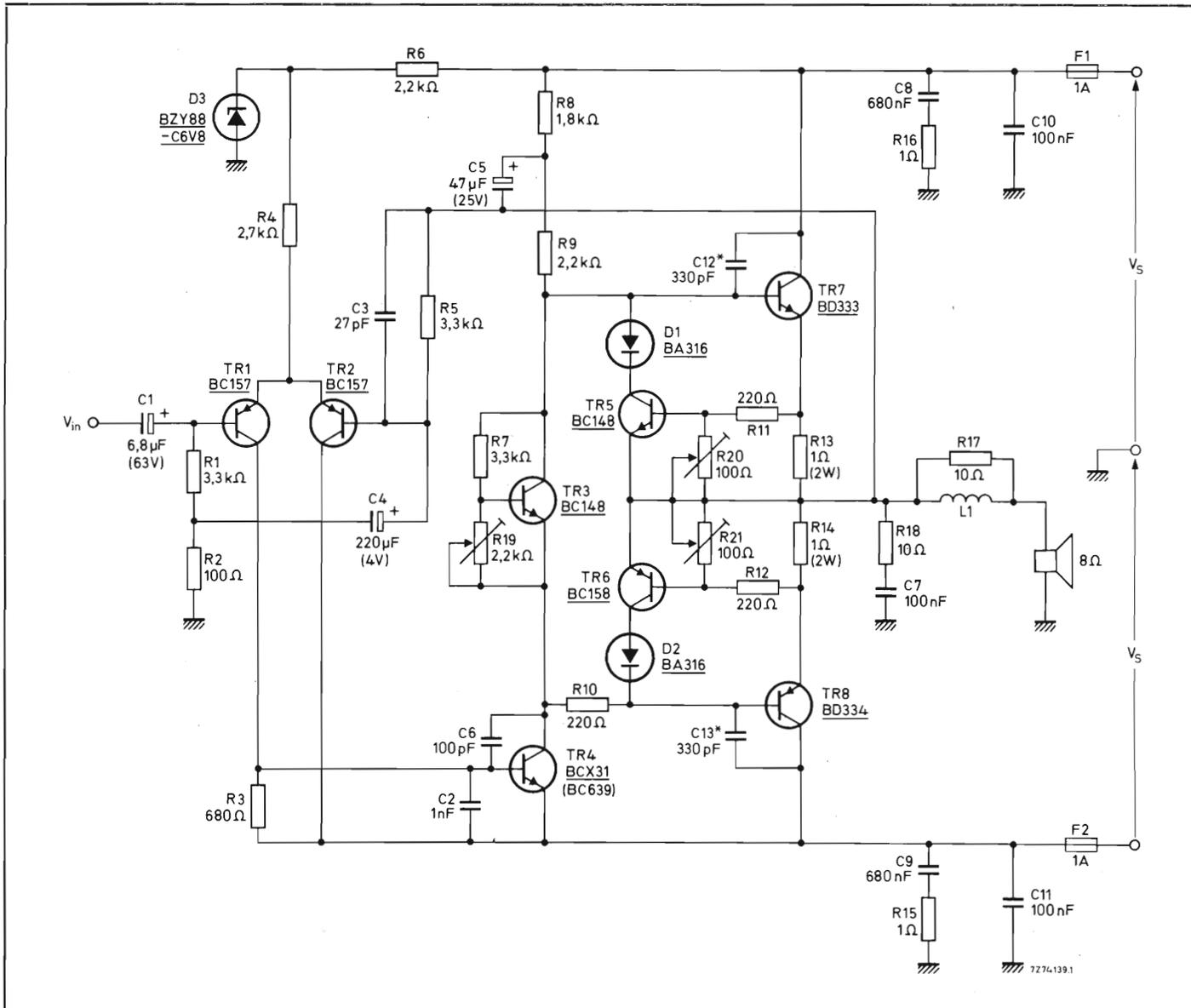



Fig. 198 - Esempio di impiego di transistori complementari in uno stadio finale BF.

due zone di tipo **n** che formano rispettivamente il source e il drain del FET. Aumentando ulteriormente tale tensione, succederà che il tratto di materiale di tipo **p** presente inizialmente tra source e drain diventerà di tipo **n** con conducibilità variabile al variare della tensione tra source e drain. Questo tipo di MOS/FET viene chiamato ad **arricchimento** (enhancement) dato che la zona di canale tra il source e il drain viene arricchita di elettroni. Questo tipo di FET, normalmente (e cioè in assenza di tensione tra source e gate) non conduce (off), dato che tra source e drain si trovano due giunzioni n/p polarizzate in senso inverso.

Accanto a questo tipo di FET-MOS esiste anche un tipo cosiddetto **ad impoverimento** (depletion type); in questo caso, tra source e drain esiste un canale conduttore anche senza l'intervento della tensione sul gate (on).

Quando viene applicata tensione al gate, le cariche indotte sono di polarità uguali a quelle già presenti nel canale, e di conseguenza tenderanno a respingerle «strozzando» il canale o meglio impoverendolo di cariche.

La fig. 195 riporta la struttura schematica di un FET-MOS a canale **n**, a impoverimento (depletion type).

I FET-MOS (transistori unipolari) si differenziano dai transistori bipolari per avere resistenze d'ingresso molto elevate, il cui ordine di grandezza va da 10^3 a 10^7 Ω. Il loro pilotaggio quindi, a differenza dei transistori bipolari, avviene senza consumo di potenza, ed è questa caratteristica che li assomiglia fortemente ai tubi a vuoto; anche le curve caratteristiche corrente/tensione sono pressocchè uguali a quelle dei normali pentodi a vuoto. Per questo motivo, i FET-MOS vengono attualmente impiegati in quasi tutti quei casi nei quali fino ad oggi potevano essere usati solo tubi a vuoto. La frequenza-limite superiore alla quale possono funzionare i FET-MOS dipende dalla mobilità delle cariche in gioco. E' noto che nei materiali semiconduttori, gli elettroni hanno una mobilità superiore a quella dei buchi; ed è per questo motivo che con i FET-MOS a canale **n** è possibile raggiungere frequenze di funzionamento molto superiori a quelle raggiungibili con i FET-MOS a canale **p**.

Transistore analogo, componente a semiconduttore a elementi concentrici come quelli dei tubi a vuoto. Al centro si trova infatti una zona di tipo **n** che rappresenta la sorgente di elettroni. Questa è circondata da uno strato di materiale elettricamente neutro di tipo **i** intorno al quale si trova uno strato **p** che costituisce l'elettrodo di comando. Segue ancora uno strato elettricamente neutro di tipo **i** circondato a sua volta da uno strato terminale di tipo **n**. Una esecuzione di questo particolare componente è nota sotto il nome di **spacistor**.

Transistore a crescita, transistore realizzato secondo il sistema «rate growth» (vedi questo).

Transistore a lega, la fig. 196 mostra in sezione un transistore al germanio fabbricato con il processo di lega (vedi questo). Si tratta di un transistore destinato a funzionare alle basse frequenze (i transistori destinati a funzionare alle frequenze elevate vengono fabbricati col processo a diffusione). Su entrambe le faccie di una piastrina di germanio di tipo **n** vengono appoggiate due sferette di indio: il tutto è scaldato oltre il punto di fusione del metallo, e successivamente raffreddato in modo che si formino sulle due faccie della piastrina, due zone ricristallizzate sature di droganti di tipo **p** che costituiranno rispettivamente l'emettitore e il collettore. La piastrina di base dovrà avere uno spessore più ridotto possibile in modo da impedire ai buchi iniettati dall'emettitore di avere tempo di ricombinarsi con gli elettroni della base (corrente di base). Teoricamente, infatti, tutti i buchi iniettati dall'emettitore dovrebbero essere assorbiti dal collettore. In pratica invece siccome $I_C < I_E$ a causa della I_B, avremo: $I_C = I_E + I_B$.

Con il processo di fabbricazione a lega è impossibile controllare esattamente la profondità e la geometria della giunzione, e di conseguenza è impossibile realizzare basi con spessore molto ridotto. Oltre certi limiti c'è infatti il pericolo che le due zone ricristallizzate di tipo p (emettitore e collettore) vengano a contatto tra loro. Strati di base con spessore inferiore a 10 μm possono essere realizzati solo con il processo di fabbricazione a diffusione (vedi questo).

Transistore a perla fusa, (melt back-transistor), transistore drogato due volte, e cioè con aggiunta di arsenico e di gallio già all'atto della formazione del monocristallo che viene «tirato» a bastoncini, tagliati successivamente mediante riscaldamento a radiofrequenza con conseguente formazione di una specie di «goccia». Lo strato p viene a trovarsi in corrispondenza della goccia (fig. 197).

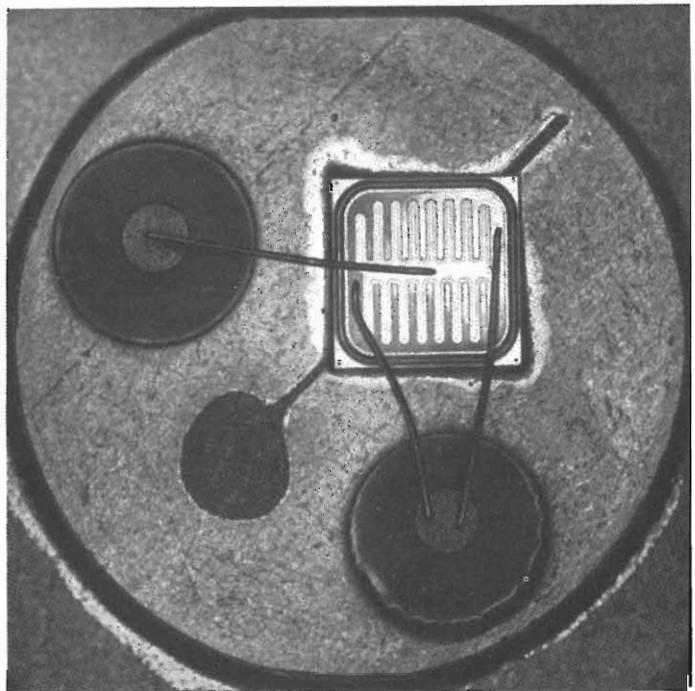



Fig. 199 - Transistore per commutazione al silicio (provvisto di cappuccio).

Transistore a valanga (avalanche transistor), transistore la cui zona intermedia (base) viene collegata all'emettitore tramite una resistenza (reazione) con il risultato di produrre un «abbassamento» delle curve caratteristiche. A seconda del valore della resistenza si possono avere due distinti punti di lavoro.

Transistore bidirezionale, transistore con due collettori e due emettitori impiegato nei circuiti di commutazione.

Transistore bilaterale, transistore nel quale collettore ed emettitore possono essere scambiati senza che le caratteristiche elettriche varino. Il transistore bilaterale può quindi lavorare in entrambe le direzioni, e per questo motivo può essere impiegato in circuiti nei quali scorrono correnti bidirezionali; altri impieghi sono i circuiti complementari e di commutazione.

Transistori complementari, coppie di transistori con caratteristiche elettriche simili, (transistori adatti) che differiscono però nella successione degli strati drogati, e cioè uno è di tipo **p-n-p** e l'altro è di tipo **n-p-n**. Le coppie di transistori complementari **p-n-p/n-p-n** consentono la realizzazione di stadi finali in controfase (pushpull) di bassa frequenza senza bisogno di ricor-

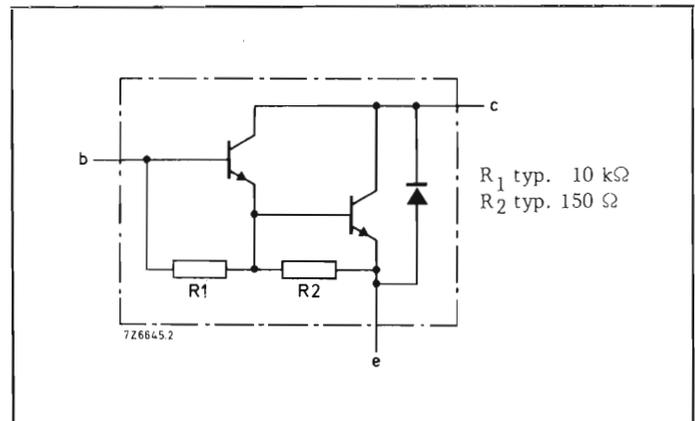



Fig. 200 - Transistori collegati nella configurazione Darlington.

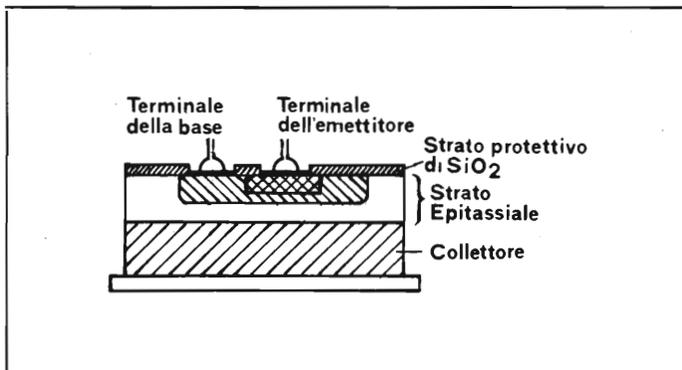



Fig. 201 - Struttura interna di un transistore planare-epitassiale.

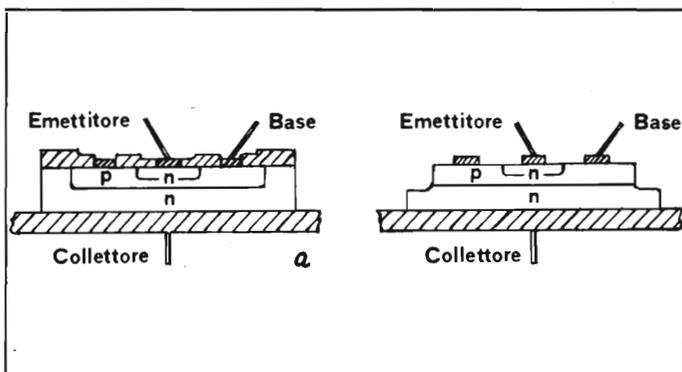



Fig. 202 - Sezione di un transistore al silicio rispettivamente planare (a), e massa (b).

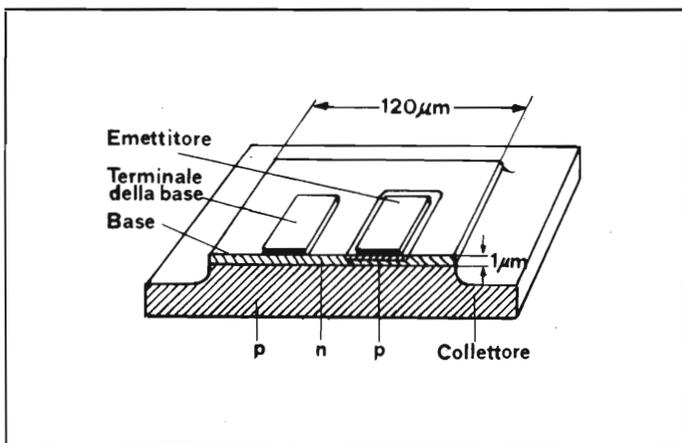



Fig. 203 - Indicazione schematica della struttura di un transistore mesa (Siemens).

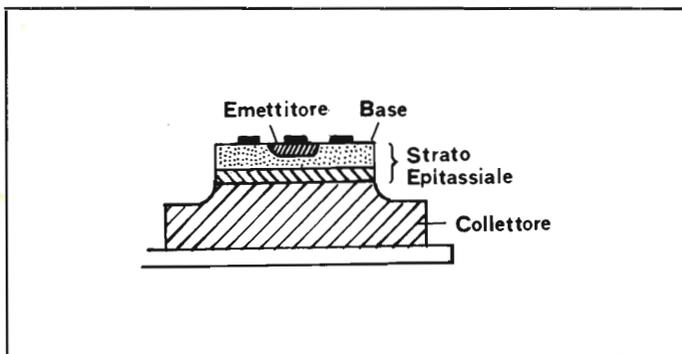



Fig. 204 - Struttura di un transistore Mesa epitassiale.

rere al convenzionale trasformatore sfasatore. Tali stadi vengono chiamati stadi finali a simmetria complementare. In fig. 198 riportiamo un amplificatore di bassa frequenza a stadi finali complementari.

Transistore commutatore, un transistore può funzionare da «interruttore» qualora sia possibile farlo passare molto velocemente dalla condizione di bloccaggio (off) alla condizione di conduzione (on); nello stesso tempo però esso dovrà presentare nella condizione di bloccaggio un elevato valore di resistenza e un basso valore della medesima nella condizione di conduzione. Teoricamente, un interruttore ideale deve avere resistnza infinita quando è «aperto» (bloccaggio) e resistenza zero quando è «chiuso» (conduzione).

La fig. 199 mostra un transistore-interruttore (sprovvisto di cappuccio) che può interrompere intensità di correnti fino a 10 A. E' visibile la struttura a «pettine» del cristallo allo scopo di meglio ripartire le correnti dell'emettitore. Questi transistori vengono costruiti in tecnologia mesa.

Transistore doppio, due transistori completi inseriti in un unico contenitore. Questa esecuzione viene adottata, per esempio, con i transistori planari-epitassiali al silicio (vedi questi) allo scopo di mantenere allo stesso valore di temperatura i cristalli dei due transistori. Questa coppia di transistori viene impiegata negli amplificatori di corrente continua a bassa impedenza (vedi anche transistore duale). Transistori doppi, sono i transistori Darlington, che racchiudono in uno stesso contenitore due transistori montati secondo la configurazione circuitale detta Darlington (fig. 200).

Transistore drift, transistore con strato di base avente una concentrazione di impurità tendente a diminuire partendo dal «lato» emettitore verso il «lato» collettore. Questa variazione di resistività nello strato della base produce, a sua volta, un campo elettrico acceleratore (drift field) che fa diminuire **il tempo di transito** dei portatori di carica nello strato della base con il risultato finale di portare verso valori elevati la frequenza di taglio del transistore. Lo strato complessivo del germanio che forma la base è a resistività elevata; esso assume però una bassa resistività verso il «lato» emettitore a causa di una diffusione di arsenico che permette appunto di ottenere quella diminuzione graduale della concentrazione delle impurità partendo dal «lato» emettitore verso il «lato» collettore dello strato della base.

Transistore duale, altra denominazione di transistore doppio (vedi questo).

Transistore epitassiale, in un normale transistore-mesa (vedi questo), la piastrina del collettore deve avere, per ragioni meccaniche, un certo spessore; ciò però comporta una resistenza di saturazione di valore elevato. D'altra parte, scegliendo per la piastrina del collettore un materiale a bassa resistività si avrebbe il vantaggio di avere una resistenza di saturazione bassa e contemporaneamente lo svantaggio di avere parimente bassa anche la tensione applicabile tra emettitore e collettore.

Si ovvia a questo inconveniente (fig. 201) facendo crescere in modo «epitassiale» (vedi sotto epitassi) un sottile strato di materiale semiconduttore (a resistenza specifica elevata) sul substrato del collettore (a bassa resistività). Risultato: elevata tensione di lavoro collettore-emettitore e corrispondente, bassa resistenza (o tensione) di saturazione.

Transistore finale, transistore di potenza di uno stadio finale.

Transistore Haken, transistore a quattro strati con successione **p-n-p-n**. Il secondo strato, molto sottile, di tipo **p** fa in modo che il transistore, montato in un circuito con base in comune, possegga un fattore di amplificazione cento volte superiore a quello offerto da un normale transistore **p-n-p** che, com'è noto, risulta in questo tipo di montaggio, sempre inferiore a 1.

Transistore planare epitassiale, la fig. 202a riporta, in sezione, la struttura di un transistore planare- epitassiale. E' un transistore formato con la tecnologia planare nel quale sul substrato del collettore a bassa resistenza viene fatto «crescere» uno strato epitassiale a resistenza elevata, (vedi anche sotto le voci epitassi, tecnica planare e transistore epitassiale). I transistori planari-epitassiali vengono impiegati in amplificatori di potenza, negli «interruttori» statici dell'elettronica industriale, negli stadi

finali di riga e di quadro dei televisori, (correnti fino e oltre a 2 A).

Transistore mesa, viene chiamato «mesa» (fig. 203) a causa della struttura caratteristica ad «altipiano» (vedi anche sotto mesa). La costruzione di un transistore mesa parte da un dischetto di germanio di tipo **p** (collettore); lo strato di base di tipo **n** viene ottenuto con un processo di diffusione.

Successivamente vengono depositati per evaporazione sullo strato della base, due zone rettangolari per i collegamenti della base e dell'emettitore. Infine, per ridurre la capacità base-collettore si provvede con un processo di mordensatura (attacco chimico) ad eliminare la zona periferica dello strato di base nonché parte del sottostante materiale del collettore, e per risultato di ottiene la nota «struttura a mesa» (o ad altipiano) come indicato nelle figg. 203. Il cristallo «attivo» del transistore mesa ha una superficie di appena 1/100 di mm².

Da una piastrina di germanio del diametro di 100 lire si possono ricavare circa 1000 cristalli «attivi» che successivamente vengono tagliati, muniti dei collegamenti e incapsulati. A causa del loro ottimo funzionamento alle frequenze elevate, i transistori mesa vengono impiegati in circuiti lavoranti nella banda UHF nella quale essi sono in grado di fornire potenze relativamente elevate. Vengono impiegati anche come interruttori ultraveloci.

Altri processi di fabbricazione con i quali, come con il processo mesa, è possibile ottenere spessori sottilissimi dello strato di base e capacità base-collettore estremamente basse, sono la tecnologia della crescita epitassiale e quella planare (vedi queste).

Transistore mesa-epitassiale, la fig. 204 riporta la struttura di un transistore mesa-epitassiale (vedi transistore epitassiale e transistore mesa).

Transistore mesa a sferetta due sferette in lega costituiscono rispettivamente gli elettrodi di emettitore e di base (fig. 205). Esse vengono sistemate una accanto all'altra con un processo di lega sulla superficie di tipo **n** del cristallo di germanio. Anche una delle sferette ha una drogatura di tipo **n**, e di conseguenza stabilisce un semplice contatto ohmico (non dà cioè luogo ad una giunzione) con lo strato **n** della base. L'altra sferetta possiede una drogatura di tipo **p** e costituisce quindi l'emettitore. Questo transistore lavora egregiamente alle frequenze elevate (200 MHz). Viene impiegato nei selettori di canali UHF TV. Viene prodotto dalla ditta Intermetall.

Transistore MOST (Metal Oxyd Silicum Transistor), transistore ad effetto di campo (vedi questo) fabbricato secondo la tecnologia planare (vedi questa). A motivo dell'elevato valore della sua impedenza d'ingresso (circa 10^{12} Ω), il transistore MOST viene impiegato nel campo della misura, in amplificatori b.f. e come trasformatore d'impedenza.

Transistore planare, transistore fabbricato secondo la tecnologia planare (vedi questa).

Transistore tandem, due transistori inclusi in un unico contenitore. In fig. 206 si vede il transistore tandem montato in uno stadio amplificatore.

Transistore-tetrodo, transistore a quattro strati. La struttura è riportata in fig. 207. Il transistore tetrodo può essere immaginato come costituito da due transistori **p-n-p/n-p-n** accoppiati tra di loro. Caratteristica del transistore-tetrodo è quella di passare facilmente in due stati stabili opposti (e cioè bloccaggio o conduzione) mediante ridotta applicazione di potenza all'elettrodo di controllo. I due stadi stabili suddetti si mantengono tali senza ulteriore aggiunta di potenza all'elettrodo di controllo. Il transistore-tetrodo viene impiegato nei circuiti digitali, contatori, nei generatori di impulsi, nei circuiti di controllo e di ritardo.

Transistore-tetrodo mesa, la fig. 208 riporta la struttura di questo transistore. La drogatura di tipo **p** è forte nella zona dell'emettitore e debole nella zona del collettore. Gli elettrodi della base e dell'emettitore (con intensa drogatura di tipo **n**) risultano «legati» in profondità. Le loro zone di ricristallazione si estendono fino alla zona della base e formano con questa un contatto ohmico. Rispetto ad un transistore convenzionale, esiste in questo tipo di transistore un collegamento con la zona dell'emettitore. I tetrodi mesa possono essere impiegati in amplificatori, oscillatori e mescolatori funzionanti con segnali di lunghezza d'onda molto corta (20 cm). La frequenza-limite si trova sui 4200 MHz corrispondenti ad una lunghezza d'onda di circa 7,15 cm.

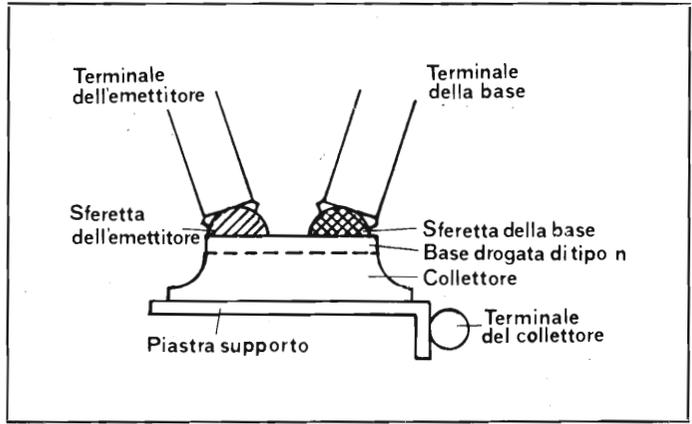



Fig. 205 - Sezione di un transistore Mesa a sferette (Intermetall).

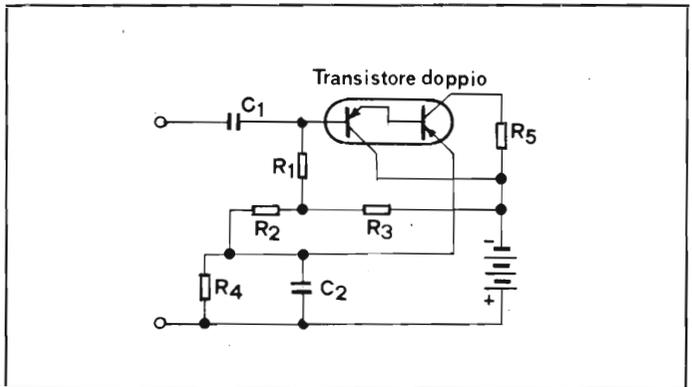



Fig. 206 - Transistore tandem in uno stadio amplificatore.

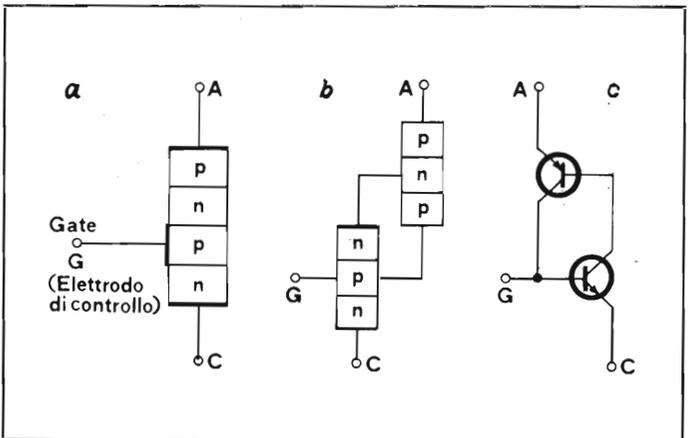



Fig. 207 - a) Schema di un transistore-tetrodo; b) e c) circuito analogo a transistori.

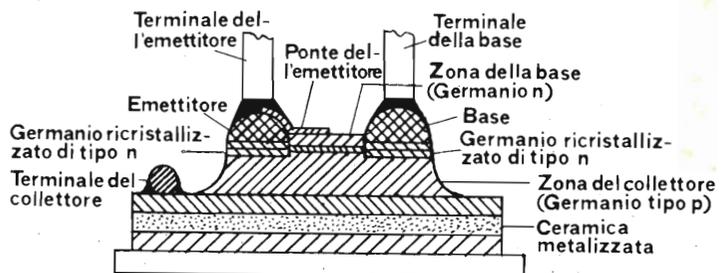



Fig. 208 - Struttura di un transistore tetrodo-mesa (per es. Telefunken AFY 25).

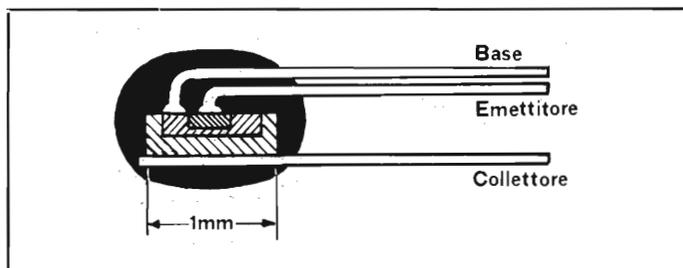



Fig. 209 - Sezione di un pico-transistore (Intermetall).

Transistore tetragiunzione, transistore con quattro giunzioni nella successione **n-p-n-p**. Essenzialmente, si tratta di due transistori-triodi, il collettore del primo transistore costituisce nello stesso tempo l'emettitore del secondo transistore.

Transistore unigiunzione, termine americano per un transistore a doppia base (vedi questo).

Pico-transistore, transistore di dimensioni estremamente ridotte (terminologia usata dalla ditta **Intermetall**). La fig. 209 riporta in sezione, un pico-transistore (vedi anche transistore subminiatura).

Tecnetron, transistore ad effetto di campo (unipolare) ricavato da un pezzo di materiale semiconduttore di forma cilindrica. Per ottenere il canale si provvede ad effettuare in una determinata zona, un attacco chimico (mordenzatura) fino ad ottenere un diametro di circa 80 μm. Come elettrodo di comando (gate) viene impiegato uno strato di indio depositato in questa strozzatura (vedi anche transistore ad effetto di campo).

Trinistor, vedi transistore a quattro strati.

Trisistor, transistore-commutatore con caratteristiche identiche a quelle di un tiristore.

Ricevitore Barlow Wadley XCR - 30

seconda parte di R. BARBIERI

DESCRIZIONE DELLE CALIBRAZIONI MINORI

Possono essere corrette senza strumentazione e senza smontare il ricevitore:

1) Togliere il pannello posteriore.

2) **Scala MHz:** Se facendo un confronto con una stazione la cui frequenza sia nota si constata un apprezzabile errore di calibrazione, disporre la scala dei MHz su un numero intero (se per esempio la stazione nota fosse di 16330 kHz posizionare la scala su 16) e regolare il trimmer C32 per la massima indicazione dello strumento indicatore di campo entrocontenuto.

3) **Scala kHz:** Un piccolo errore, uguale ai due estremi di banda, può essere accettabile perché è ammesso allo scopo di ottenere una compensazione delle indicazioni del centro banda. Se comunque fosse necessaria una ricalibrazione, disporre il commutatore di modo su USB, portare la scala kHz su 0 e regolare il trimmer C44 per ottenere il battimento zero in audio. Disporre la scala kHz su 1000 e regolare T1 per ottenere il battimento zero in audio. Ripetere le due operazioni sino all'ottenimento di un risultato soddisfacente.

CONTROLLO DI AZZERAMENTO

Il controllo di azzeramento serve per compensare gli errori di calibrazione dovuti alla temperatura e alla umidità che potrebbero far spostare lo zero della scala dei kHz. Durante l'allineamento disporre tale controllo nella sua posizione centrale. Qualora fossero necessarie calibrazioni maggiori, riferirsi alle procedure per l'allineamento completo.

ALLINEAMENTO

Il ricevitore è accuratamente allineato in fabbrica e non dovrebbe richiedere alcuna regolazione se normalmente impiegato. Qualora fosse necessario un riallineamento a seguito di guasto accidentale o manomissione, è opportuno riferirsi a quanto indicato nelle procedure di allineamento descritte di seguito, in funzione di quale o di quali parti necessitano di intervento. La strumentazione necessaria è composta da:

a) Generatore di segnali 0-50 MHz caricato con 37 Ω ed un condensatore di isolamento della capacità di 0,01 μF.
b) Voltmetro cc 0-30 mV a 20000 ohm/V.
c) Oscillatore stabile a cristallo per 42,5 MHz e 45 MHz.
d) Oscillatore controllato a cristallo 2÷3 MHz con armoniche a intervalli di 100 kHz.

Tutte le misure e le tensioni applicate sono riferite alla massa del circuito stampato. Per le misure cc rilevate, riferirsi allo schema circuitale. I valori indicati costituiscono una indicazione media e possono discostarsi leggermente a causa delle tolleranze proprie dei componenti.

Smontare il ricevitore come segue:

1) Estrarre le quattro manopole.

2) Svitare le viti di sicurezza posteriori, tirare leggermente indietro (6 mm) il coperchio e farlo scivolare verso l'alto per rimuoverlo. Disconnettere le mollette dei fili di allacciamento al contenitore delle batterie.

3) Rimuovere le due viti di sicurezza.

4) Rimuovere il pannello frontale: a questo punto saranno accessibili le due facce del circuito stampato. Non è consigliabile e non è necessario rimuoverlo dal contenitore ma se ciò fosse indispensabile, togliere i due dadi di sicurezza e sollevare e dissaldare le quattro linguette di massa.

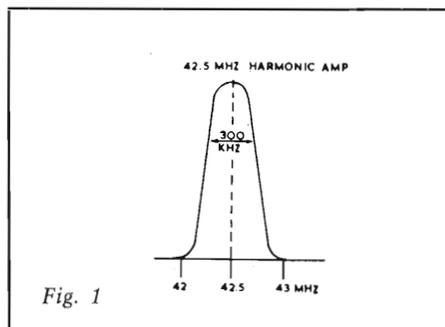



Fig. 1

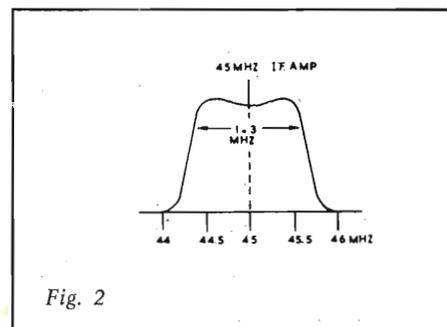



Fig. 2

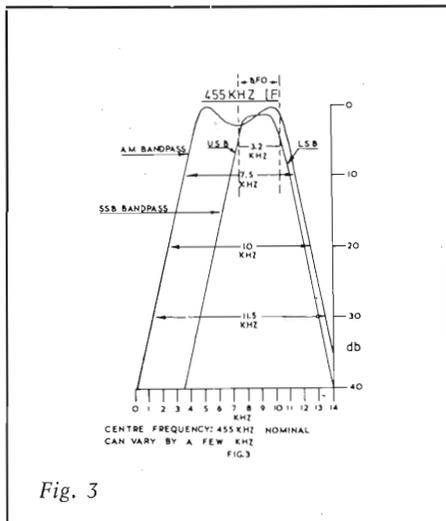



Fig. 3

ALLINEAMENTO COMPLETO

Sezione BF

La corrente a riposo dello stadio di uscita dovrebbe essere approssimativamente pari a 2 mA a 21 °C; 1 mA a 10 °C; 4 mA a 32,5 °C. Se il trasformatore di uscita deve essere sostituito, riselezionare R21 per una corretta corrente di riposo. Per misurare la corrente di riposo disconnettere il collettore di TR15 e misurare tra questo e la massa del circuito stampato

MF a 455 kHz

Il centro esatto di frequenza è determinato del filtro o ceramico e può variare di alcuni kHz da un sistema all'altro.

1) Connettere il generatore di segnali alla base dell'oscillatore di interpolazione (punto di prova 3) tramite un condensatore di blocco da 0,01 μF.

2) Regolare i nuclei di T2 e T3 per la massima uscita indicata per mezzo di AVC. Per effettuare una operazione corretta, regolare il livello del generatore partendo da zero sino a un incremento di una tacca misurata per mezzo dell'AVC.

3) Mancando di generatore sweep e di oscilloscopio, la risposta della banda passante può essere rilevata mediante il posizionamento per punti di un normale generatore di segnali rilevando in corrispondenza di ogni punto la tensione di uscita sempre per mezzo dell'indicatore AVC. La banda passante potrebbe risultare sbilanciata: riposizionare il generatore sui punti più significativi e ritarare controllando man mano i punti di risposta.

E' comunque accettato un leggero spostamento della sella rispetto al centro della banda passante come illustrato in figura 3 in quanto dipendente anche dal filtro meccanico.

4) Regolare il potenziometro R28 per una lettura di 4,3 V sul punto di prova 5.

5) Spostare il commutatore di modo su banda laterale e verificare che la banda passante si restringa di circa la metà (3 kHz). La banda laterale passante dovrebbe essere piatta e simmetrica.

Taratura del BFO (oscillatore di battimento)

1) Nella posizione AM stabilire i centro della banda passante a 455 kH:

2) Disporre il generatore di segna li per una indicazione +3,5 kHz ri spetto la precedente.

3) Commutare su LSB e regolar T4 per il battimento zero ascoltato ir audio.

4) Riposizionare il generatore d segnali ancora sul centro della band passante.

5) Commutare su USB e regolar C90 per il battimento zero ascoltat in audio.

6) Ripetere gli step precedenti sin a che venga a stabilirsi una separa zione di circa 3,5 kHz tra i battiment zero delle posizioni USB e LSB.

7) Per verificare la simmetria dell regolazione, commutare alternativa mente il commutatore di modo tr LSB e USB verificando che sia pre sente solo rumore bianco. Il contenut di rumore dovrebbe rimanere costant su entrambe le posizioni.

Allineamento di interpolazione da 2 a 3 MHz

(dovrebbe essere eseguito col pannell frontale montato)

Questa fase di allineamento è ese guita nel modo tradizionale, mantenen do il comando del chiarificatore nell sua posizione intermedia, tarando i li miti di scala con i nuclei per la part bassa e i trimmer per la parte alt delle frequenze indicate essendo 0 kH il punto di allineamento a 3 MHz 1000 kHz il punto di allineament a 2 MHz.

T1 e C44 sono le regolazioni del l'oscillatore mentre le induttanze L1 e L11 assieme ai trimmer C56 e C6 sono le regolazioni relative alla tara tura dell'amplificatore. Allo scopo d ridurre gli errori di calibrazione ch possono verificarsi tra gli estremi de punti di allineamento, procedere co me segue:

1) Allentare le viti di bloccaggi della manopola zigrinata e del tamburo di calibrazione.

2) Disporre il condensatore di sintonia in posizione tutto chiuso.

3) Posizionare il controllo di chiarificazione sulla posizione centrale.

4) Disporre il tamburo dei kH perché indichi 150 kHz e stringere l viti di bloccaggio.

5) Riposizionare la manopola zigrinata affinché abbia agio oltre i termini di scala.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Sezione AF	
Sensibilità in tutta la banda	**migliore di 1 μV per 50 mW di uscita**
Selettività in tutta la banda	**6 kHz in AM; 3 kHz in SSB e CW**
Reiezione immagine in tutta la banda	**50 dB per immagini mobili; maggiore di 60 dB per immagini fisse**
Reiezione MF	**455 kHz - 42,5 MHz: 50 dB; 45 MHz 60 dB**
Selettività MF	**a 42,5 MHz .... 300 kHz 10 dB a 45 MHz .... 1,3 MHz 10 dB a 455 kHz .... 7,5 kHz 10 dB**
Banda del chiarificatore	**± 1,5 kHz**
Massima potenza di uscita	**400 mW**
Impedenza altoparlante	**8 Ω**
Responso di frequenza	**150 Hz .... 3 kHz (3 dB)**
Assorbimento cc	**20 mA a riposo**
Alimentatore esterno	**da 6 a 12 V cc**
Protetto contro polarità inversa dell'alimentatore esterno	**(+ Ve massa)**
Peso:	**4,14 kg batteria inclusa**
Dimensioni:	**292 x 190 x 98 mm**

Fig. 4 - Schema elettrico.

Fig. 5 - Vista posteriore del meccanismo di sintonia di antenna illustrato con manopola di regolazione a fondo corsa orario (tamburo a camme tutto in senso antiorario visto da dietro).

6) Riallineare come nel primo paragrafo anzidetto.

7) Provare la scala per verificare eventuali errori nelle posizioni intermedie e se necessario riposizionare il tamburo dei kHz secondo i punti 1, 2, 3 e 5 di cui sopra.

Se l'errore più evidente è rilevabile nella parte inferiore della scala di lettura, disporre il tamburo dei kHz per una lettura 150— (2 x errore) con il condensatore di sintonia sempre completamente chiuso.

Se l'errore più evidente è rilevabile nella parte superiore della scala di lettura, disporre il tamburo dei kHz per una lettura 150+ (2 x errore) mantenendo sempre il condensatore di sintonia completamente chiuso.

8) Ripetere la taratura dell'oscillatore e degli stadi AF.

Nota:

La calibrazione kHz dovrebbe essere effettuata con un generatore stabile a cristallo controllato avente armoniche con intervallo di 100 kHz. L'errore su tale entità non dovrebbe eccedere i ± 5 kHz.

Allineamento dell'amplificatore armoniche 42,5 MHz.

1) Connettere il millivoltmetro c con portata 300 mV f.s. ad entramb gli estremi della resistenza 3,3 kΩ d carico del 3° mixer tramite una resi stenza del valore di 4,7 kΩ.

2) Tramite una resistenza di iso lamento da 1 kΩ, connettere un segna le di frequenza 42,5 MHz prelevat da un oscillatore controllato a quarz alla prima bobina da 42,5 MHz (L4 TP1) e tarare L4, L9, L12, L13 pe la massima uscita indicata dal milli voltmetro.

Questa sintonia si ottiene avvici nando o distanziando le spire per mez zo di un attrezzo isolante. Assicurars che il generatore sia a livello basso comunque sufficiente perché sia rile vabile un guizzo sul millivoltmetro d uscita.

La banda passante dovrebbe essere grosso modo, 300 kHz.

Nota:

Qualora venisse osservata sul volt metro una lettura senza che il segnale della sorgente sia applicato, si deve attribuire tale lettura ad una delle ar moniche emesse dal generatore di ar monica, creatasi dopo la miscelazione sul mescolatore passivo (L4). Tale armonica sarà presente sulla scala de MHz per ogni quantità intera di tale grandezza quando l'allineamento è completato. Essa può venire facilmente evitata effettuando un leggero sposta mento del quadrante dei MHz. L'in terferenza stessa può essere usata pe la prova di sensibilità dello amplifica tore 42,5 MHz e dovrebbe produrre una lettura di circa 90 mV sul terzo mescolatore sempre che l'uscita del generatore di armonica sia normale. L'uscita del generatore potrebbe es sere misurata tramite un oscilloscopio sul punto di giunzione D1 con R15 e dovrebbe essere di ampiezza di picco pari a 100 ÷ 150 mV.

Allineamento della prima MF a 45 MHz

1) Connettere il millivoltmetro (300 mV f.s.) sul terzo mescolatore come per l'allineamento a 42,5 MHz.

2) Alimentare il punto di prova 4 con un segnale di frequenza 45 MHz prelevato da un generatore controllato

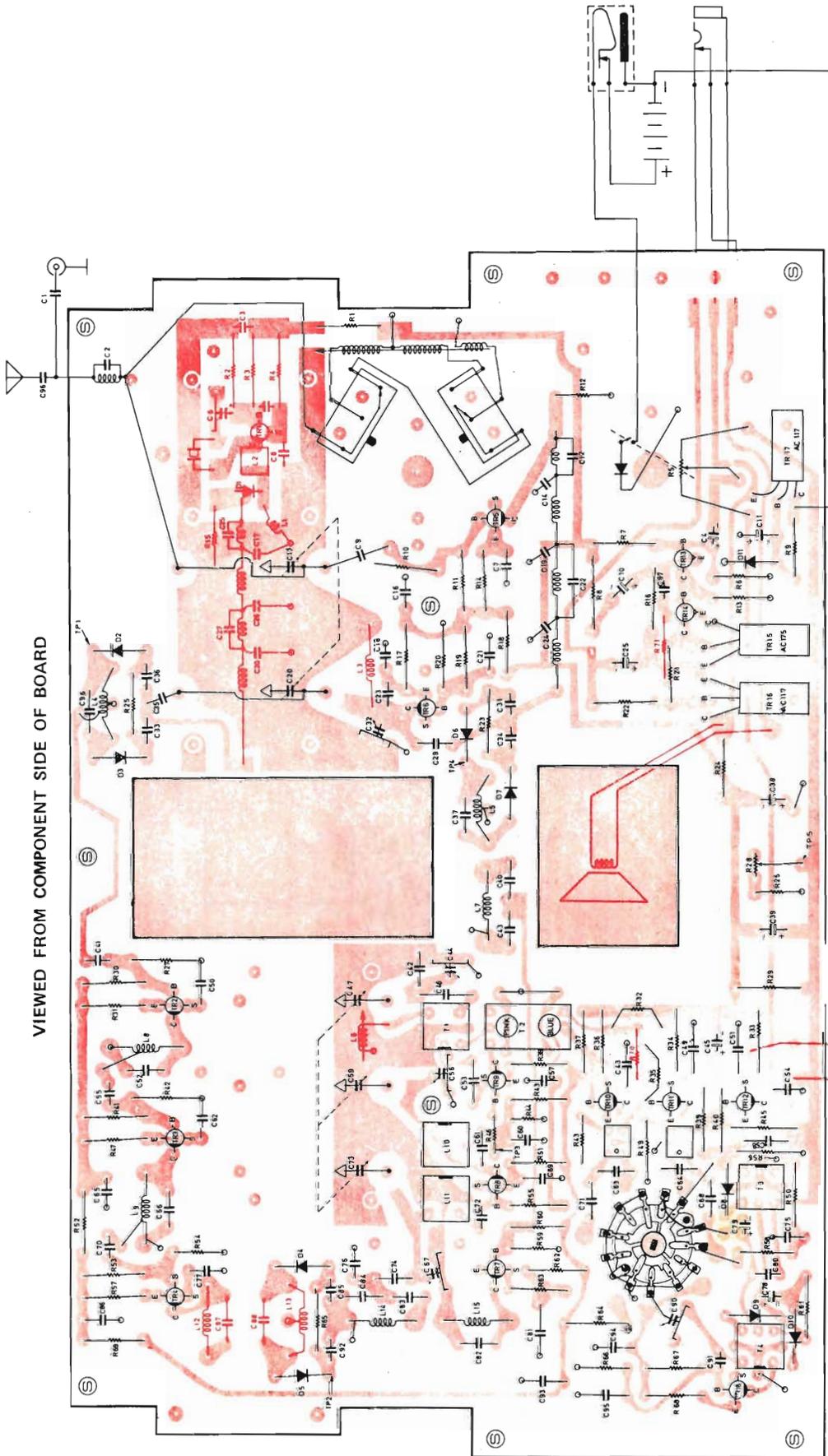



Fig. 6 - Vista frontale del meccanismo del chiarificatore con albero di comando ruotato a fondo corsa in senso orario. Nucleo di ferrite incollato secondo le misure indicate e posizionato con procedura simile a quella descritta nel capitolo relativo all'allineamento di sintonia del controllo di antenna. Le frecce numerate da 1 a 7 indicano il percorso della funicella.

Fig. 7 - Circuito stampato visto dal lato componenti.

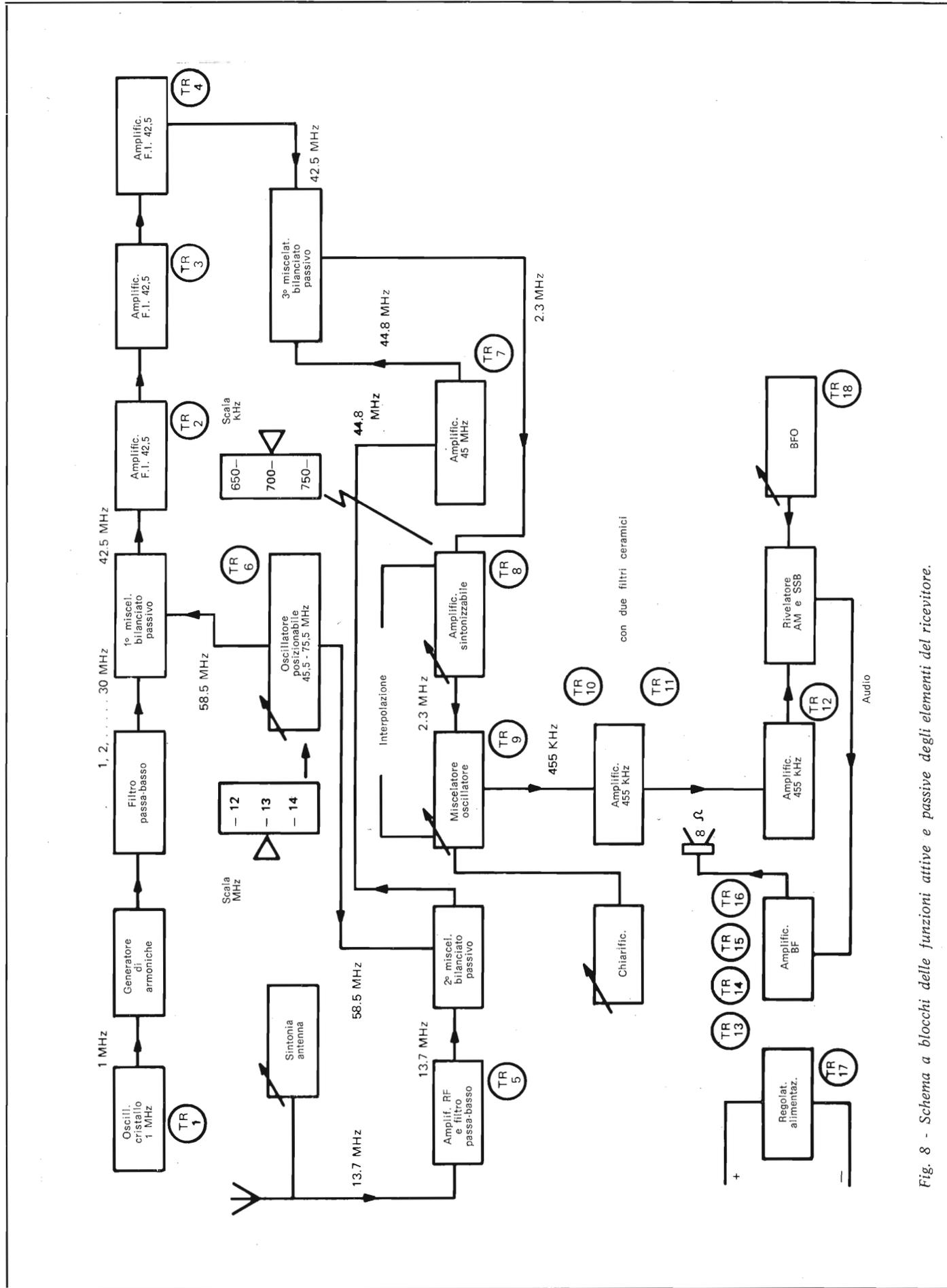



Fig. 8 - Schema a blocchi delle funzioni attive e passive degli elementi del ricevitore.

cristallo e regolare L5, L7, L14 e ,15 aumentando o diminuendo gli pazi tra le spire, con la precauzione i non alterare gli accoppiamenti tra ꜫ coppie. Qualsiasi alterazione in tal ɛnso sarebbe dannosa: un sovraccoppiamento per esempio produrrebꞏe un notevole aumento della banda ꞏassante la quale deve essere di norꞁa 1,3 MHz.

3) Controllare la curva di banda ꞏassante swippando con un generatore ariabile e ritarare, se necessario, fino che la curva di banda passante riulti la più stretta possibile e conforꞁe alla fig. 2.

ꞁllineamento del primo oscillatore

1) Allentare le viti di bloccaggio lel tamburo calibrato in MHz e della nanopola zigrinata.

2) Disporre il condensatore di sinonia completamente aperto.

3) Disporre il tamburo dei MHz ꞁer una lettura 0 MHz e stringere le ꞁiti di bloccaggio.

4) Riposizionare la manopola zi;rinata affinché abbia agio oltre i ternini di scala.

5) Connettere un generatore variaꞁile alla base di TR5 (stadio a RF) ramite un condensatore di blocco e ꞁiferirsi all'indicazione dell'AVC per 'osservazione della potenza di uscita.

6) Disporre il tamburo dei kHz ꞁer una lettura 500 kHz.

7) Impostare sul generatore variaꞁile i due punti di allineamento (1,5 ꞁHz e 28,5 MHz) e regolare il cir;uito oscillatore nel modo classico. Regolando cioè L3 per il termine di ;cala di 1,5 MHz e C32 per il termine li scala 28,5 MHz.

ꞁota:

La regolazione della posizione internedia è stata effettuata in fabbrica per ꜫssere contenuta entro 1,5 mm rispetto ꞁll'indicazione di scala. Tutte le azioꞁi intese a restringere l'errore sono ;consigliate e quindi riservate ai serꞁizi di assistenza autorizzati.

Generatore di armonica

1) Sintonizzare il ricevitore per ri;evere un segnale di tempo noto ad ꜫsempio 5 MHz o 10 MHz) o su quaꞁunque sorgente accurata di corrente ꞁ RF che dia un numero intero di ꞁHz.

2) Regolare il trimmer C6 perché ;i verifichi un battimento zero in auꞁio.

Circuito di antenna

Non è richiesta alcuna taratura perché questo circuito è sintonizzato manualmente dal trimmer di controllo antenna.

Allineamento di sintonia del controllo antenna

1) Far sì che la cordina di trascinamento del nucleo in ferrite sia libera rispetto ad esso.

2) Fissare la manopola in fondo corsa con senso orario (camme tamburo tutta in senso antiorario osservando da dietro) e disporre il nucleo in modo che sporga circa 6 mm dalla parte più bassa della sede.

3) Applicare una piccola quantità di adesivo ad essicazione veloce (per es. Bostik 1769) sulla corda nel punto più prossimo al nucleo

4) Far slittare il nucleo sull'adesivo e rimetterlo nella sua posizione originale. Attendere fino a che l'adesivo inizi a far presa.

5) Far scorrere il nucleo ancora sopra l'adesivo e girare la manopola tutta in senso antiorario fino a commutare il microinterruttore inferiore di fondo corsa (S2 in fig. 5) disponendo il nucleo in modo che la sua parte inferiore vada a pari livello del suo contenitore che è anche il supporto delle spire.

6) Provare i limiti superiore ed inferiore del campo di sintonia (550 kHz ÷ 31 MHz) e correggerli, se occorre, riposizionando leggermente il nucleo.

Lasciar diseccare completamente l'adesivo.

Nota:

I fermi regolabili sono provvisti solo per i modelli che usano meccanismi di accordo di antenna in ottone: questi sono disposti opportunamente in fabbrica. Qualora si rendesse necessario un loro riposizionamento, il collare di stop (allocato dal lato dei circuiti della basetta stampata, dietro il pannello frontale) dovrebbe essere regolato per ottenere uno spazio pari tra il nottolino della camme e l'adiacente microinterruttore di disinnesto all'estremità della rotazione. Questa operazione richiede la rimozione del pannello frontale.

Allineamento del controllo di chiarificazione

Legare la funicella di pilotaggio e incollare il nucleo alla corda come illustrato in figura 6.

DALLA STAMPA ESTERA

cura di L. BIANCOLI

IRCUITO INTEGRATO PER IL ANALE SUONO» TV
'oute l'Électronique - Giugno 1975)

Uno dei nuovi circuiti integrati più inte-ssanti, è il modello TDA 1048, che svolge seguenti funzioni:

- Amplificazione dei segnali a frequenza intermedia
- Controllo automatico del guadagno
- Demodulazione con bassa distorsione
- Regolazione elettronica della potenza sonora (telecomandabile).

Gli stadi amplificatori sono simmetrici ıll'ingresso all'uscita, il che assicura al rcuito una eccellente stabilità. La regola-one elettronica della potenza presenta un ıntaggio supplementare, nel senso che il ıllegamento fra la basetta di media fre-ıenza e il potenziometro di regolazione :l volume del televisore non deve più sere nè doppio nè schermato, in quanto ene semplicemente percorso da una cor-nte continua.

La distorsione raggiunge il valore mas-mo dell'1,6%, alla frequenza di 39,2 MHz, col 50% di modulazione. Infine, il cir-iito stabilizzato interno di alimentazione :termina un'eccellente immunità dai se-ıali parassiti e dai rumori di fondo, abi-ali accompagnatori della tensione di ali-entazione.

La **figura 1-A** rappresenta lo schema in-rno di questo nuovo circuito integrato, e ıstituisce anche un esempio tipico di ap-icazione per la ricezione del canale suono un televisore adatto allo standard fran-:se. La **figura 1-B** — invece — riproduce schema del potenziometro elettronico del edesimo circuito integrato, per il cui mez-ı si ottiene la regolazione dell'ampiezza :l segnale, senza che quest'ultimo debba :cessariamente seguire un percorso diverso ı quello normale.

L'articolo è corredato da numerosissime ıustrazioni, che chiariscono le funzioni 'olte all'interno del circuito, e la struttura alcuni dispositivi di fondamentale im-ırtanza nei quali le prestazioni dell'unità ıssono essere sfruttate nel modo più ra-onale, e riporta molti grafici delle rela-oni tra i parametri principali.

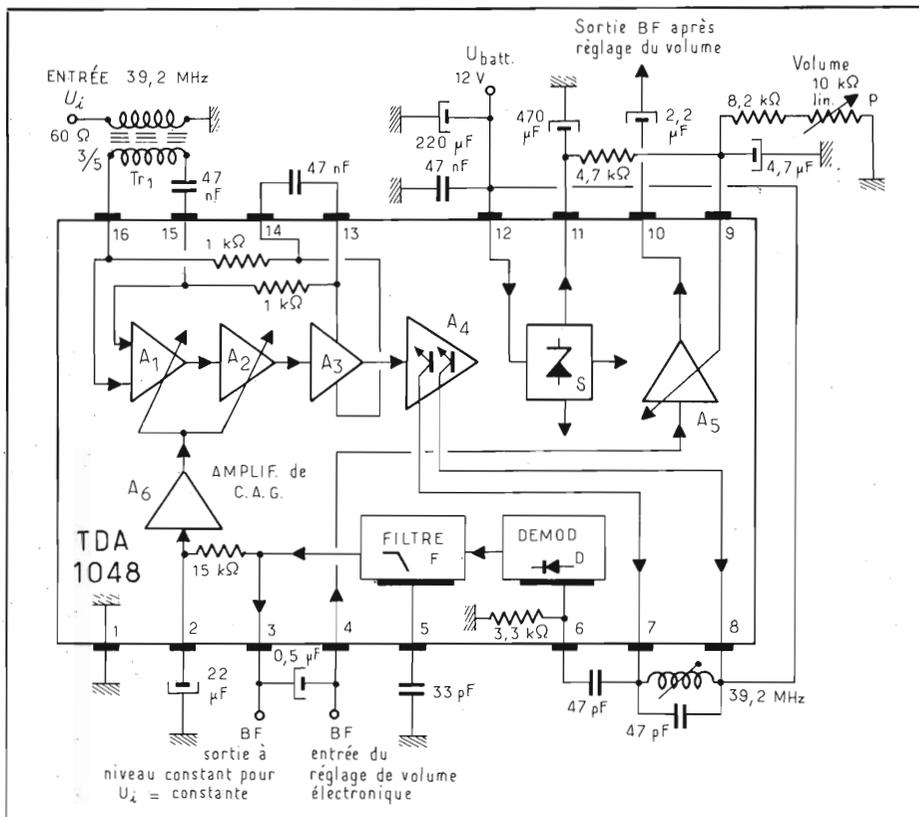



Fig. 1-A - Schema interno del circuito integrato TDA 1048, e tecnica di impiego per la ricezione del suono in un canale televisivo, secondo lo standard francese.

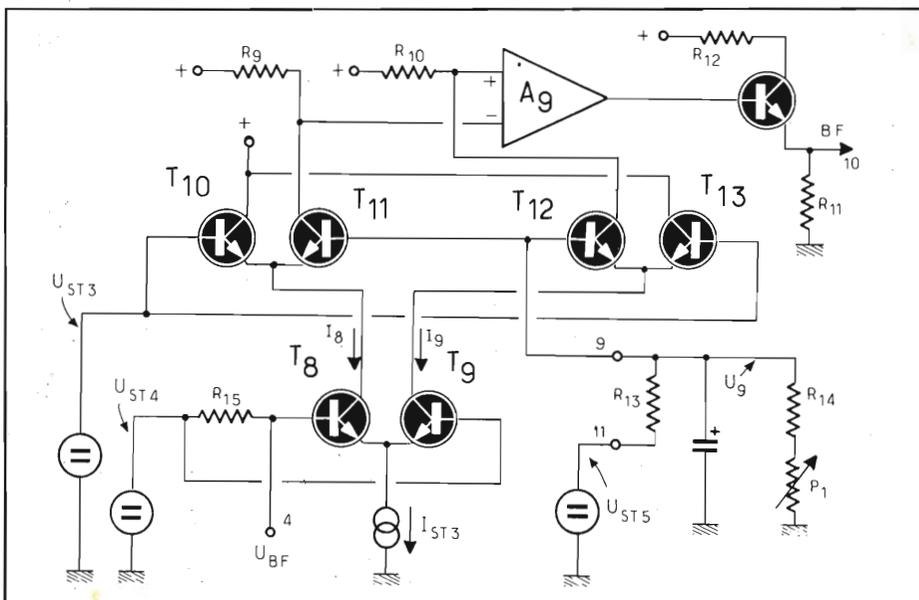



Fig. 1-B - Circuito del potenziometro elettronico facente parte dell'unità integrata TDA 1048.

RIVELATORE DI FUGHE DI GAS
(Toute l'Electronique - Giugno 1975)

Le perdite di gas da bombole, impianti di distribuzione, apparecchi domestici, stufe, fornelli, ecc., è spesso alla base di eventi quasi sempre disastrosi, che avrebbero potuto essere evitati mediante il semplice impiego di un adeguato dispositivo di allarme.

Sebbene la stampa tecnica si sia più volte occupata di probelmi di questo genere, riteniamo utile recensire questo articolo pubblicato dalla Rivista Francese, in quanto suggerisce una soluzione abbastanza razionale, come è possibile rilevare osservando lo schema che riproduciamo alla **figura 2.**

Mediante l'aiuto di due sonde e di due resistori di valore appropriato, è facile allestire un ponte di cui due rami uguali vengono percorsi da una corrente di 250 mA, sufficiente per portare alla temperatura di incandescenza (da 575 a 600 °C) il filamento delle stesse sonde.

L'esperienza ha permesso di accertare che, per il gas di illuminazione e per il butano, questo rappresenta il punto di funzionamento più interessante, mentre — dal punto di vista della sensibilità e della sicurezza di funzionamento — le prestazioni risultano altrettanto soddisfacenti.

L'eventuale squilibrio del ponte dovuto alla presenza di gas nell'atmosfera viene amplificato ad opera di una unità operazionale (μA 741 o equivalente), utilizzata come comparatore grazie ad un tasso ridotto di reazione positiva, introdotta mediante il resistore da 10 kΩ, che riporta una piccola parte della tensione di uscita verso l'ingresso non invertente dell'amplificatore.

Questa precauzione presenta due vantaggi: in primo luogo stabilizza il funzionamento dell'apparecchio aumentandone la sensibilità, ed inoltre consente un'oscillazione ben definita della tensione di uscita, che, da negativa in funzionamento normale, passa brutalmente ad un valore positivo, in caso di minima presenza di gas.

Non appena questa condizione si verifica, si produce automaticamente un'oscillazione a frequenza acustica, che — dopo essere stata amplificata da T1 e da T2, viene riprodotta dall'altoparlante con una potenza sonora sufficiente a consentirne la percezione anche da una distanza relativamente notevole.

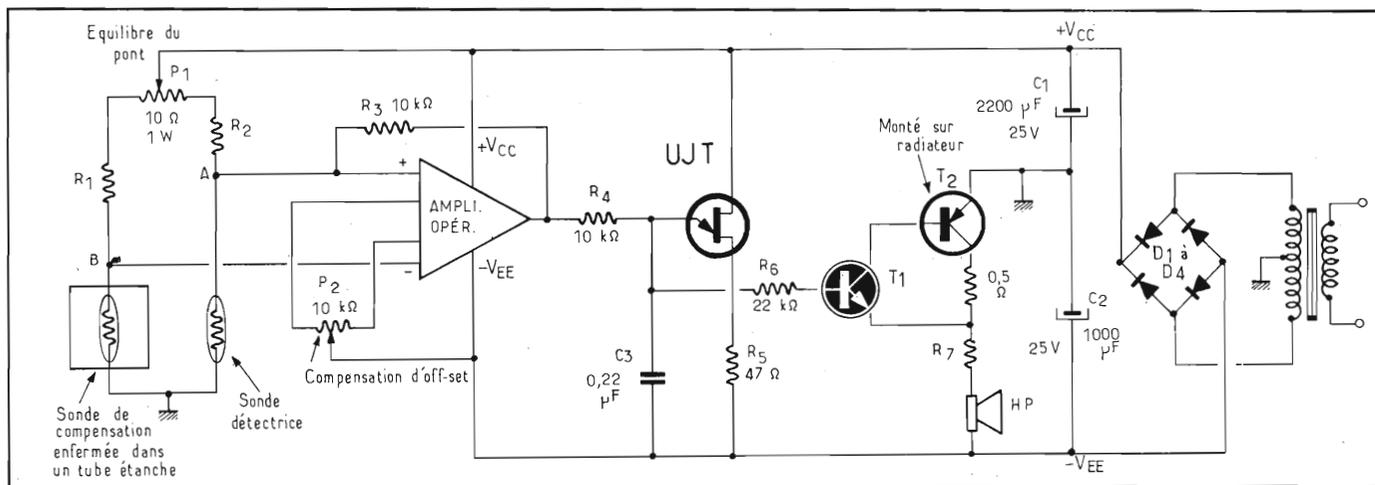
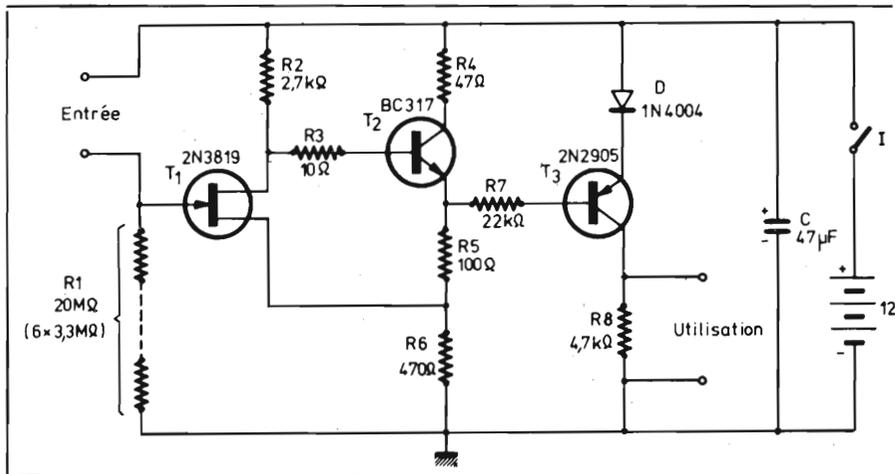



Fig. 3 - Il rivelatore di tipo bistabile ad alta impedenza di ingresso impiega comple vamente tre transistori, di cui uno ad effetto di campo (T1).

RIVELATORE A FORTE IMPEDENZA DI INGRESSO
(Radio Plans - Agosto 1975)

L'interesse principale dei circuiti multivibratori bistabili ad effetto di campo risiede nella notevole impedenza di ingresso: questa proprietà trova molte possibilità di sfruttamento nel montaggio pratico che viene descritto in questo articolo, e che può prestarsi a diverse utilizzazioni.

Si tratta in sostanza di un multivibratore normalmente bloccato, che cambia stato non appena un conduttore, anche se di valore resistivo elevato, (pari a diverse diecine di Megaohm) viene collegato tra i terminali di ingresso.

Il dispositivo, il cui schema è riprodotto alla **figura 3**, può quindi servire come rivelatore di umidità di grande sensibilità, come dispositivo antifurto, (nel qual caso la resistenza viene sostituita dal corpo umano), ecc.

Il circuito è in grado di determinare a sua volta il funzionamento di diversi circuiti, e — soprattutto — di un eventuale relè, attraverso il quale è possibile mettere in funzione un allarme luminoso, una suoneria, un sistema di sicurezza, una sirena, ecc.

Quando l'ingresso è interrotto, la griglia di T1 assume il potenziale di massa attraverso R2: in tal caso T1 risulta blocc e l'elettrodo «drain», caricato tramite si trova appunto al potenziale di alimen zione di +12 V.

In queste condizioni T2 conduce, quanto la base risulta collegata a T1 mite R3.

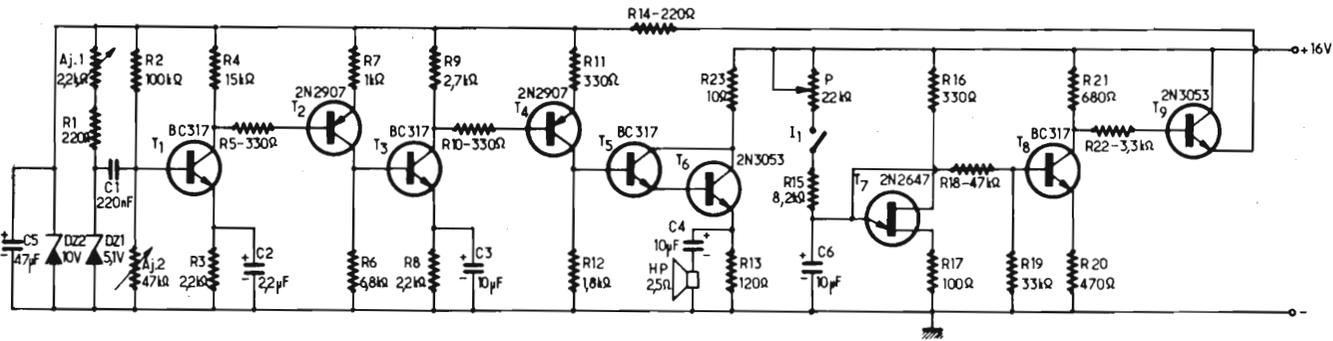
Se invece tra i terminali di ingresso si plica un conduttore la cui resistenza inferiore a circa 20 MΩ, T1 passa allo to di conduzione, poiché la griglia assu un potenziale positivo.

A causa di ciò l'intero sistema cam di stato, e la tensione di emettitore di si riduce a circa 1 - 1,5 V, il che de mina appunto il funzionamento del dis sitivo di allarme.

Oltre alla realizzazione pratica, l'artic descrive anche alcuni esempi tipici di i piego.

GENERATORE PER IMITARE IL RUMORE DELLE LOCOMOTIVE A VAPORE
(Radio Plans - Agosto 1975)

Chi possiede una ferrovia in miniatu con treni di vecchio modello a vapore, p sentire il desiderio di completare l'imi zione con l'aggiunta dei suoni caratterist delle locomotive di una volta.

Fig. 2 - Circuito elettrico completo, illustrante il principio di funzionamento del rivelatore di fughe di gas.

. 4 - Sebbene possa sembrare a prima vista piuttosto complesso, in realtà il generatore col quale si imita il rumore delle locotive a vapore può essere realizzato in modo relativamente semplice.

Ciò è possibile ottenere con l'apparecatura il cui schema è in **figura 4**, con:ente in un generatore nel quale — sfrut:do le caratteristiche di funzionamento semiconduttori — vengono prodotti dei ;nali elettrici che, amplificati e poi emesda un altoparlante danno effetti acustici prendenti.

Il diodo che produce il rumore bianco 'unità zener DZ1, che funziona con una isione normale di 5,1 V. Questo diodo ne polarizzato tramite R1, che limita la rente inversa massima, ed anche tramite resistore regolabile AJ1, che permette di imizzare il punto di funzionamento.

Il transistore di ingresso T1 funziona in ›do che la sua corrente di collettore viestabilita dal valore di R3, disaccoppiata mite il condensatore elettrolitico C1.

Prelevato sul resistore di carico R4, il ;nale viene inoltrato tramite R5 verso base di T2, che funziona senza disacppiamento di emettitore, allo scopo di pprimere i rischi di oscillazione sup:mentare.

Le oscillazioni prodotte, che risultano relabili agli effetti dell'ampiezza e della quenza, vengono riprodotte dall'altoparite HP, la cui bobina mobile presenta 'impedenza di 2,5 Ω, collegata in paralo al resistore di emettitore di T6, che stituisce con T5 una unità del tipo «Dargton».

La descrizione del principio di funziona:nto riportata nell'articolo può essere ri1uta più che esauriente, e il testo fornisce che i dati necessari all'allestimento del spositivo, compresi il circuito stampato, disposizione dei componenti, e le necesrie operazioni di messa a punto.

EGOLAZIONE DELL'AMPIEZZA EI GENERATORI I BASSA FREQUENZA

adio Plans - Agosto 1975)

La Rivista Radio Plans pubblica molto esso lunghe serie di articoli, di carattere rico, che ci sembrano però alla base di corredo di nozioni indispensabili affiné chi ne è in possesso possa definirsi l termine generico di tecnico elettronico. In una di queste serie vengono appunto scritti i generatori di segnali a bassa frenenza, del tipo di enorme unità agli effetti del collaudo, della messa a punto e della ricerca dei guasti nei circuiti di amplificazione.

Questi generatori — tuttavia — impongono la disponibilità di particolari sistemi di regolazione dell'ampiezza dei segnali prodotti, la quale regolazione deve poter essere effettuata senza minimamente modificare la forma d'onda delle oscillazioni; la loro variazione di ampiezza determina infatti inevitabilmente variazioni nell'intensità della corrente assorbita dal generatore, con conseguenti fenomeni di distorsione.

Per evitare appunto inconvenienti di questo tipo, si ricorre di solito a quattro diversi sistemi, sintetizzati negli schemi che riproduciamo alla **figura 5:** in **A** ed in **B** vi sono due sistemi nei quali il tasso di controreazione aumenta con l'aumentare dell'ampiezza dei segnali sinusoidali di uscita. Il funzionamento di entrambi i sistemi, praticamente equivalenti, è evidente se si considera la funzione del divisore di tensione, costituito nel primo caso dal resistore R1 e dalla lampadina L, e nel secondo dal termistore TH, e dal resistore R2.

Nel caso illustrato in **C** si sfrutta il principio di regolazione che ricorre all'impiego

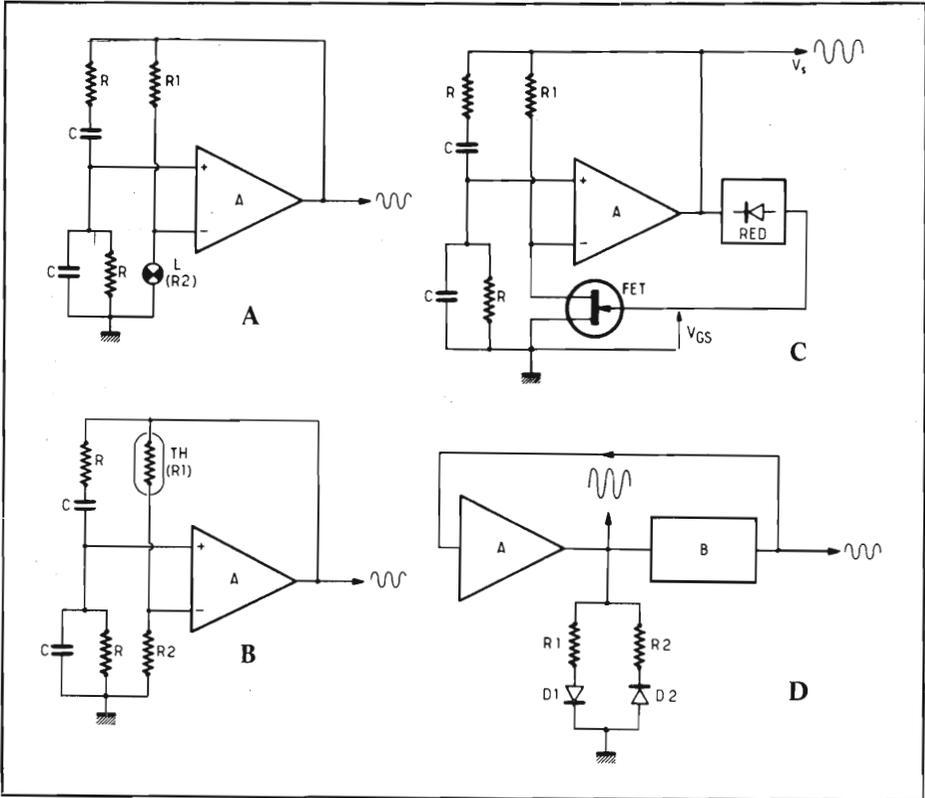



Fig. 5 - Quattro diversi modi per controllare l'ampiezza dei segnali prodotti dai generatori di bassa frequenza: i primi due (A e B) si servono di un partitore dinamico, mentre nei casi «C» e «D» si fa uso rispettivamente di un diodo in serie all'elettrodo «gate» di un transistore ad effetto di campo, e di un sistema di limitazione dell'ampiezza rispetto ad un valore prestabilito, mediante diodi collegati secondo il sistema testa-coda.

di un transistore a effetto di campo: se la tensione alternata di uscita dell'amplificatore V_s aumenta, il complesso rettificatore fornisce una tensione continua negativa, anch'essa in aumento in valore assoluto. Dal momento che questa tensione serve per polarizzare la griglia del transistore, ne deriva un aumento della resistenza nello spazio tra «drain» e «sorgente». Il tasso di controreazione aumenta quindi, il che si oppone all'aumento di V_s.

Infine, nel caso illustrato in **B**, l'oscillatore mette in funzione l'amplificatore aperiodico A, ed il quadripolo selettivo B, che determina la frequenza di oscillazione.

All'uscita dell'amplificatore, i due diodi D1 e D2, montati in testa-coda, limitano simmetricamente i picchi del segnale non appena l'ampiezza da picco a picco del segnale supera il valore di 1,4 V.

Con uno dei sistemi descritti è quindi possibile ottenere una notevole stabilità dell'ampiezza dei segnali prodotti dal generatore, il che consente poi di variarne l'ampiezza a seconda delle necessità, mediante un apposito attenuatore applicato all'ultimo stadio che precede l'uscita, attraverso un eventuale stadio di separazione.

UN ORIGINALE CAMPANELLO ELETTRONICO
(Radio-Electronics - Settembre 1975)

Questo articolo descrive una «scatola» musicale elettronica, che è possibile costruire e programmare, in modo che, quando viene messa in funzione, produca il motivo che si ascolta più volentieri.

L'apparecchiatura può essere collegata alla suoneria azionabile dall'esterno della porta di ingresso dell'appartamento o del luogo di abitazione, ma può anche essere usata come sveglia da applicare ad un [...] logio digitale, ecc.

Sostanzialmente, il generatore cons[...] la disponibilità di due ottave, per un to[...] quindi di ventiquattro note, con l'aggiu[...] del tremolo. Chiudendo istantaneament[...] circuito di partenza, il dispositivo prod[...] il motivo sul quale è stato programm[...] attraverso un massimo di trentadue n[...] una alla volta, con un tempo massimo [...] quattro «battiti» per nota. Inoltre, il [...] zionamento si interrompe automaticam[...] alla fine del motivo.

Lo schema del dispositivo è riprod[...] alla **figura 6:** le dodici note per un'ot[...] completa vengono prodotte per division[...] frequenza rispetto all'oscillatore princi[...] costituito da IC10-b. Si tratta di un osc[...] tore che funziona sulla frequenza di 21[...] Hz, modulata per il tremolo mediante [...] oscillatore del tipo a spostamento di f[...]

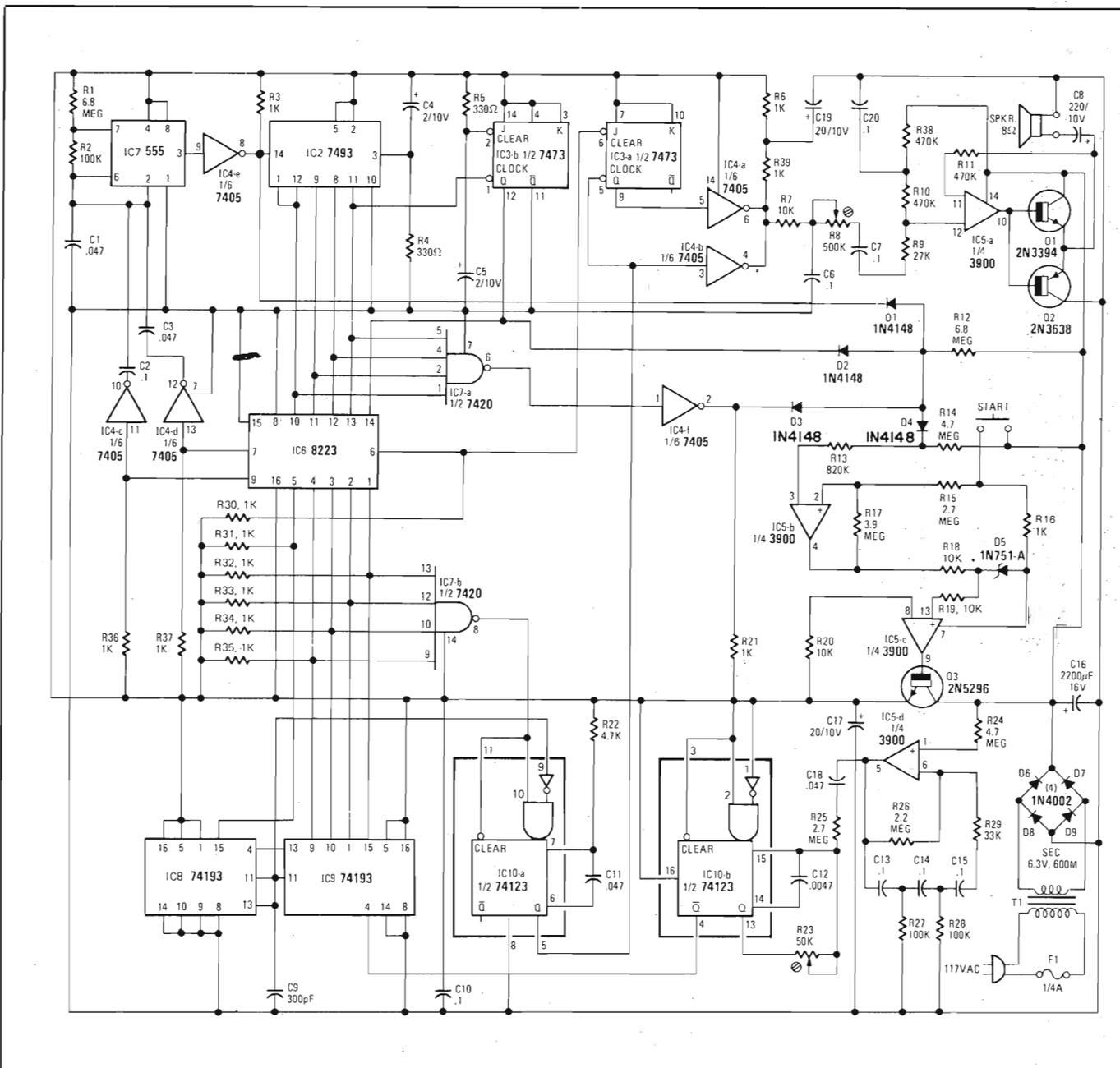
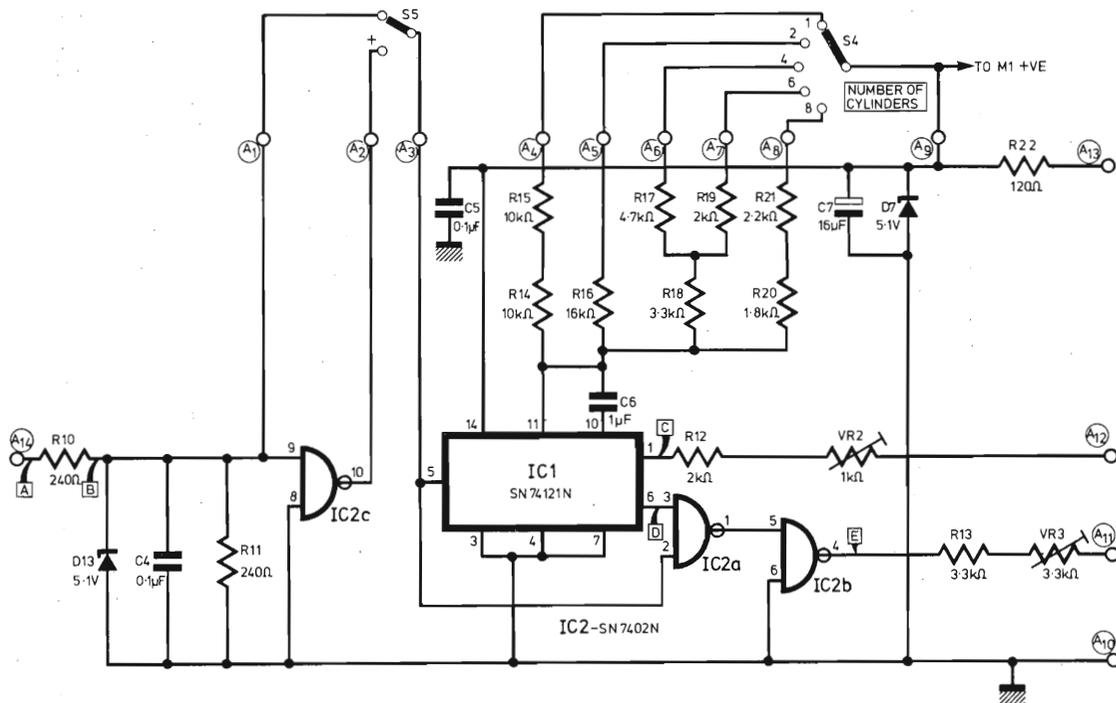



Fig. 6 - Schema del generatore programmabile di suoni, che può essere collegato ad una suoneria elettronica in sostituzione del n[...] male campanello o «carillon», oppure ad una sveglia o a qualsiasi altro generatore di segnali di allarme.

'g. 7 - *Con questo dispositivo funzionante con un circuito integrato semplice ed un altro costituito da tre sezioni distinte, è possibile ›ntrollare il regime di rotazione e la posizione del punto morto di un motore a scoppio.*

alizzato impiegando la sezione b di IC5. Si ottiene la divisione di frequenza me- ante contatori programmabili in cascata, ·ecisamente IC8 e IC9.

Dopo la divisione, gli impulsi di uscita forma stretta vengono applicati ad IC10-a modo da costituire impulsi di maggiore nghezza. Questi impulsi, collegati all'in- ·esso «clock» di IC3-b, che divide la fre- ıenza di ingresso per due, determinano il ınzionamento automatico, e quindi la pro- ızione del motivo.

I commutatori a cursore usati per pro- ·ammare l'unità sono sei in tutto, con l'ag- unta di un altro commutatore di accen- ɔne, che ha il solo compito di mettere ıpparecchiatura in funzione.

L'articolo descrive in tutti i suoi parti- ›lari il principio di funzionamento, forni- :e il disegno a grandezza naturale del cir- ıito stampato, i dati di sistemazione e di ·ientamento nei componenti sulla basetta : supporto, e le poche operazioni di mes- ı a punto necessarie per ottenere un fun- onamento stabile e sicuro, e per program- .are il motivo che si desidera in base al- note disponibili.

NALIZZATORE ELETTRONICO ER MOTORI A SCOPPIO

ractical Electronics - Novembre 1975

La velocità di rotazione, vale a dire il ·gime di funzionamento, ed il comporta- ento nei confronti del cosiddetto «punto orto» sono due caratteristiche essenziali un motore a scoppio, nei confronti delle ıali è utile procedere a frequenti controlli.

Ebbene, con lo strumento il cui schema ettrico è riprodotto alla **figura 7** sono ɔssibili entrambe le misure: la maggior parte del dispositivo è infatti comune alle due misure.

Le lettere che nello schema sono rac- chiuse in un quadratino si riferiscono a determinati tipi di forme d'onda, rilevabili nel circuito elettrico di accensione.

Quando i contatti sono chiusi, il termi- nale del distributore elettrico viene colle- gato al telaio metallico: quando invece i contatti si aprono, quel terminale viene collegato attraverso la sezione a bassa ten- sione della bobina al polo positivo della batteria di alimentazione.

Nell'istante in cui i contatti si aprono, l'energia immagazzinata della bobina, do- vuta al passaggio della corrente, viene tra- sformata in energia ad alto potenziale, e produce una serie di oscillazioni di ten- sione della durata di circa 3 ms.

Sono proprio queste oscillazioni che pro- vocano l'alta tensione necessaria per de- terminare attraverso le candele l'accensione della miscela di carburazione.

Rilevando con rigorosa esattezza le ca- ratteristiche di questa scarica elettrica, e misurando durante il ciclo di funziona- mento il momento esatto in cui le puntine si aprono, sono possibili operazioni di mes- sa a punto del motore molto più precise di quelle che possono essere eseguite me- diante semplici controlli visivi.

L'intera apparecchiatura sembra essere relativamente semplice, e si basa infatti sull'impiego di due soli circuiti integrati, uno dei quali svolge tre funzioni separate.

Una volta reperiti i suddetti circuiti in- tegrati, tutto ciò che resta da fare consiste nell'allestire un semplice circuito stampato, e nell'aggiungere i giochi di commutazione attraverso i quali lo strumento viene pre- disposto a seconda del tipo di misura che si intende eseguire.

UN NUOVO GENERATORE MUSICALE

Practical Electronics - Novembre 1975

Il circuito illustrato alla **figura 8** può essere usato per produrre ripetutamente trentadue note diverse, oppure frequenze di valore causale.

Sebbene le note in sequenza non pos- sano essere determinate individualmente, possono però essere determinate mediante un'adeguata regolazione di cinque soli di- spositivi di controllo. Ciò semplifica sia il circuito, sia le sue prestazioni.

Il segnale di uscita viene prodotto da un oscillatore a transistore a giunzione sin- gola, il cui emettitore è collegato attraverso cinque potenziometri alle uscite ed all'in- gresso di un contatore binario a quattro «bit», costituito da IC2 e da IC3.

Se gli impulsi vengono applicati all'in- gresso, si ottengono trentadue stati diversi in sequenza, e quindi altrettante note di- verse.

I diodi sono collegati in serie ai poten- ziometri, in modo che ciascuno di essi risulta isolato quando l'uscita corrisponden- te è di valore basso.

Gli impulsi applicati al contatore pos- sono essere prodotti sia manualmente con l'aiuto di un pulsante, sia automaticamente mediante un multivibratore astabile a bas- sa frequenza, costituito da Tr1 e da Tr2, il cui ritmo di funzionamento può essere controllato mediante due potenziometri in- dipendenti. La sequenza può essere quin- di sia fissa in ciclo di 32 note, sia casuale. Un «gate» del tipo «AND» (IC1) viene usato per selezionare questi diversi modi di funzionamento.

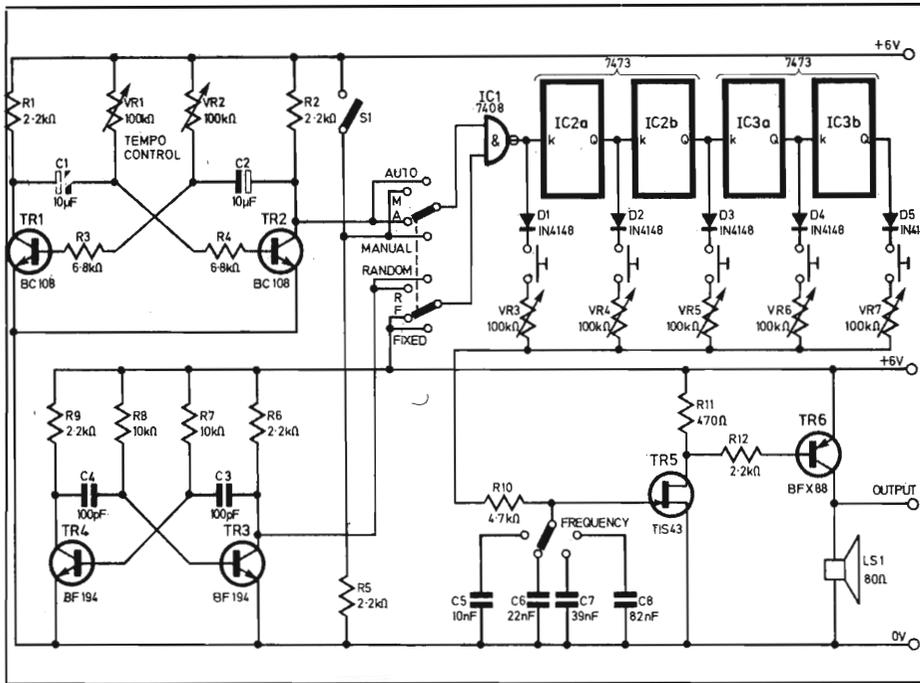



Fig. 8 - Schema elettrico originale del generatore di segnali musicali in sequenza prestabilita o causale, impiegante alcuni circuiti integrati, sei transistori, e pochi componenti associati.

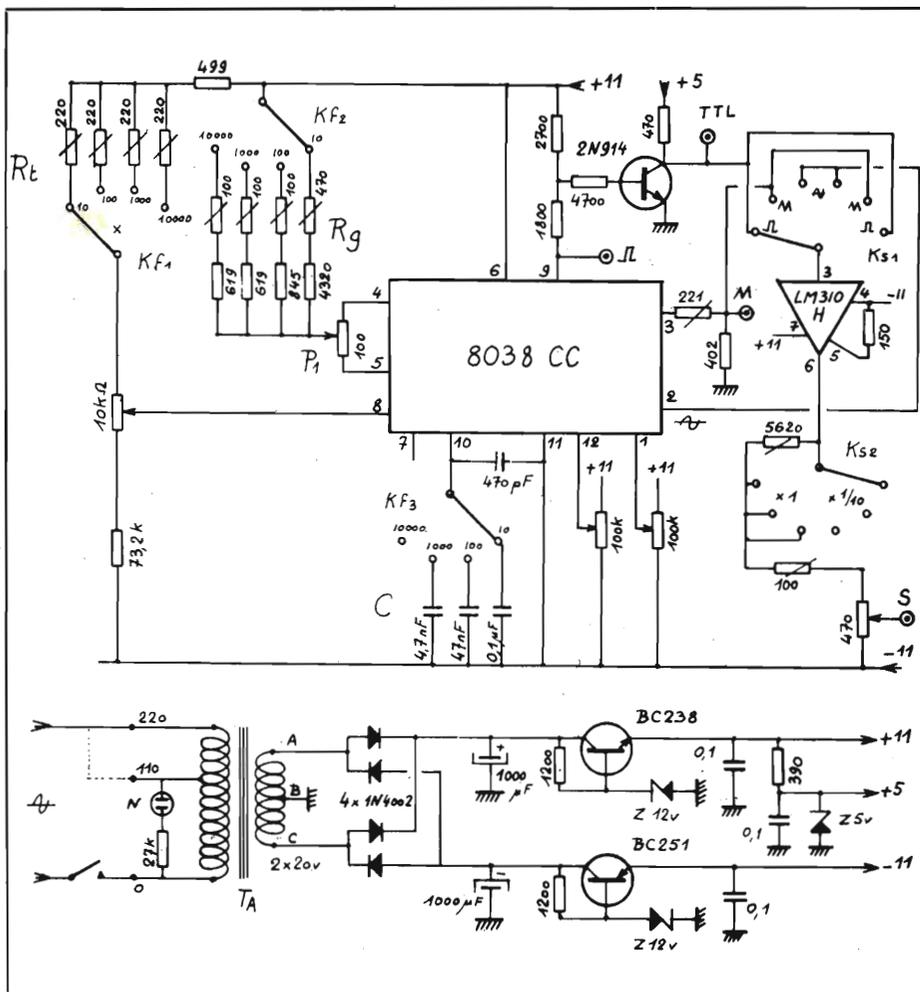



Fig. 9 - Schema elettrico del generatore di funzioni di bassa frequenza (in alto); in basso è riprodotto lo schema della sezione di alimentazione, che fornisce complessivamente tre tensioni, e precisamente due di +11 e −11 V, ed una di +5 V, rispetto a massa.

SEMPLICE GENERATORE DI FUNZIONI BF

Le Haut-Parleur - N. 1513 - 7 Agosto 1'

La disponibilità in laboratorio di un neratore di funzioni è di grande importa per stabilire le caratteristiche di funzio mento di un circuito.

Il generatore descritto nell'articolo termina la disponibilità di tre diversi tip forme d'onda, e precisamente di seg sinusoidali, triangolari e rettangolari. giunta, questi segnali risultano disponi contemporaneamente.

Un altro vantaggio consiste nel fatto il livello di uscita è regolabile da zero f al valore massimo di 1 V eff., con frequ ze variabili da 20 a 200.000 Hz, in qua gamme, mediante un quadrante a grad zione unica e ad andamento lineare, precisione pari a ± 2%.

Lo schema del generatore è illustr nella parte superiore di **figura 9**, mer la parte inferiore della stessa figura è r rita alla sola sezione di alimentazione.

Le quattro gamme di funzionamento no ottenute mediante la commutazione R_g e di C. La copertura di una gamma, la variazione del potenziale applicato terminale numero 8, è stata dimension in modo tale da ottenere la sovrapposizi sfruttando così un'unica scala graduata.

I segnali rettangolari e triangolari ri tano disponibili direttamente sul panne anteriore. Di conseguenza, il segnale di f ma d'onda rettangolare viene prelevato alimentare la base di uno stadio del t 2N914. Questo stadio, alimentato con u tensione di +5 V rispetto a massa, f nisce delle creste simmetriche, compati con le logiche TTL, il che permette il la ro su circuiti logici di tipo normale.

Infine, le tre diverse forme d'onda v gono inviate, tramite un commutatore funzioni, all'ingresso di un accoppiatore tensione, del tipo LM310. Questo circu li restituisce con la stessa ampiezza, con un'impedenza notevolmente minore.

Un disegno in pianta del telaio metall che supporta i diversi componenti, il di gno particolareggiato del lato rame e del to componenti del circuito stampato, cune fotografie ed alcuni particolari montaggio completano l'articolo, e mett il lettore in grado di eseguire la realiz zione superando facilmente qualsiasi di coltà inerente.

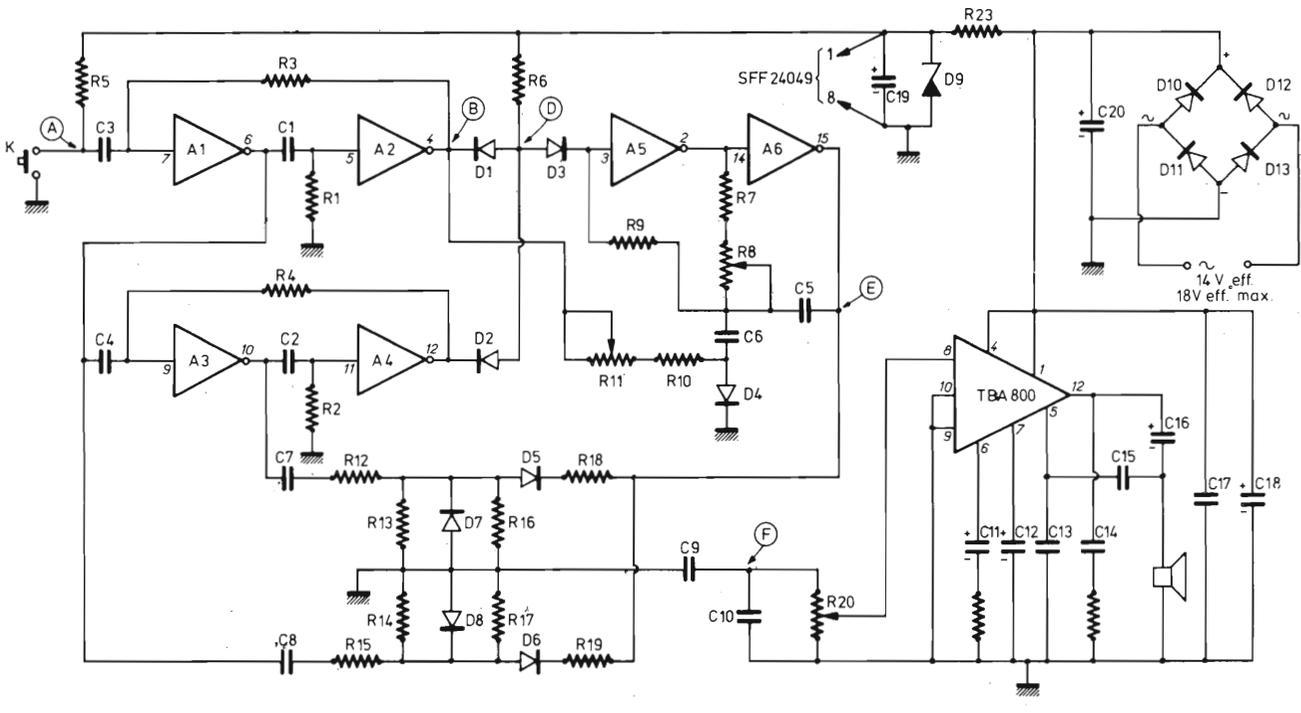
UN «CARILLON» ELETTRONICO

Le Haut-Parleur - N. 1513 - 7 Agosto 19

Si tratta di un dispositivo che può sere impiegato in qualsiasi impianto di larme o di chiamata sonora, sebbene «carillon» costituisca l'impiego principa

Esso produce due note di diversa tezza, e — grazie ad un circuito di re lazione appropriata della forma d'onda imita il classico suono di un analogo spositivo elettromeccanico.

Il circuito, riprodotto alla **figura 10**, p vede in totale sei circuiti integrati, con nuti nella stessa unità. Viene realizzato tecnologia MOS di tipo complementare, che semplifica di molto le operazioni montaggio.

Il commutatore a pulsante K mette funzione i due circuiti monostabili in rie, A1 ed A2: il primo stabilisce la rata della prima nota, ed il secondo que della seconda nota.

...g. 10 - La realizzazione del «carillon» elettronico a due note prevede l'impiego di alcuni circuiti integrati, di un rettificatori a ...nte e di un altoparlante, oltre ai componenti resistivi e capacitivi. L'elenco dei componenti è riprodotto a parte.

LISTE DES COMPOSANTS

...rcuits intégrés
...F 24049 AEV
...3A 800

...iodes
... à D_8 = 1N4148
... = BZX 85C12
... à D_{13} = pont de diodes
...I.E. type W005

...ésistances
...4 W 5 % sauf avis contraire
... = R_2 = 10 MΩ
... = R_4 = 100 kΩ
... = 10 MΩ
... = 100 kΩ
... = 47 kΩ
... = potentiomètre ou trimmer 25 kΩ
... = 1 MΩ
...0 = 100 kΩ
...11 = potentiomètre ou trimmer 250 kΩ
...12 à R_{17} = 470 kΩ
...18 = R_{19} = 10 kΩ
...20 = potentiomètre ou trimmer 25 kΩ
...21 = 100 Ω
...22 = 1 Ω
...23 = 390 Ω 1/2 W

Condensateurs
C_1 = 47 nF
C_2 = 0,1 μF
C_3 = C_4 = 1 nF
C_5 = C_6 = 10 nF
C_7 = 1 μF
C_8 = 0,47 μF
C_9 = 10 nF
C_{10} = 470 pF
C_{11} = 10 μF 25 V
C_{12} = 47 μF 25 V
C_{13} = 1,5 nF
C_{14} = 0,1 μF
C_{15} = 330 pF
C_{16} = 100 μF 15 V
C_{17} = 0,1 μF
C_{18} = 100 μF 25 V
C_{19} = 47 μF 15 V
C_{20} = 1000 μF 25 V

Divers
Haut-parleur 4 Ω 5 W
Transformateur d'isolement pour sonnette d'appartement 6VA-220 V (ou 110)/14 V
Bouton poussoir

Un circuito del tipo «AND», costituito ... D1, D2 ed R, mette in funzione un altro ...ltivibratore astabile durante la presenza ... ciclo (costituito dalla somma delle du...e dei segnali prodotti nel modo de...itto).

L'uscita di questo altro circuito è al li...llo alto quando i livelli dei punti B e C ...no anch'essi al livello elevato, e questa ...a posizione di riposo o di attesa dell'in...o dispositivo.

I diodi D1 e D2 sono bloccati, mentre ... diodo D3 conduce e blocca anche il ...nzionamento del multivibratore astabile.

Quando il primo monostabile viene messo in funzione, il punto B raggiunge il livello basso durante il tempo T1: in tal caso il diodo conduce, portando il punto D al livello basso.

Il diodo D3 risulta così bloccato, ed il circuito astabile entra in funzione.

Sostanzialmente, si tratta di produrre un suono che può essere sfruttato in diverse occasioni, e che per di più presenta la possibilità di regolarne la frequenza e la successione, a seconda delle preferenze.

Naturalmente, oltre allo schema elettrico di principio ed a quello che riportiamo, l'articolo fornisce tutti i ragguagli necessari per il montaggio, compresi il disegno del circuito stampato e quello illustrante la posizione dei componenti. La forma d'onda tipica dei segnali prodotti è illustrata mediante la riproduzione dell'immagine oscilloscopica che si ottiene durante il suo regolare funzionamento.

RICE-TRASMETTITORE A TRANSISTORI

Le Haut-Parleur - N. 1513 - 7 Agosto 1975

La costruzione di un rice-trasmettitore viene presto o tardi intrapresa da chi si appassiona alla tecnica elettronica, in quanto costituisce ovviamente una delle esperienze più affascinanti.

Pur ammettendo una certa complessità in questo circuito, che impone l'allestimento di sezioni relativamente elaborate e costituite da un numero elevato di componenti, esso sembra un dispositivo accessibile alla maggior parte dei Lettori, che abbiano però già provato ad effettuare realizzazioni di tipo non elementare.

Ci limiteremo a riprodurre il solo schema a blocchi alla **figura 11,** in quanto gli schemi dettagliati delle varie sezioni che costituiscono l'impianto possono essere richiesti in fotocopia inoltrando regolare domanda alla redazione.

Osservando il suddetto schema a blocchi si può notare in alto a sinistra l'antenna, che può essere commutata sul lato di ricezione (R) o su quello di emissione (E).

Per quanto riguarda la trasmissione, il circuito prevede un microfono, un amplificatore microfonico, un modulatore equilibrato, ed infine la sezione ad alta frequenza, che consiste in un separatore, in uno stadio pilota ed in uno stadio finale di potenza.

La ricezione è invece del tipo a supereterodina, e prevede una sezione di preamplificazione ad alta frequenza, uno stadio miscelatore equilibrato ed un filtro tarato sulla frequenza di 9 MHz, seguito da un altro amplificatore di frequenza intermedia che applica i segnali amplificati ad un rivelatore, per eccitare adeguatamente l'amplificatore di bassa frequenza seguito dall'altoparlante.

L'intero dispositivo prevede la sola commutazione tra trasmissione e ricezione, in quanto si tratta di un impianto monobanda.

Tuttavia, le caratteristiche circuitali sono stati studiati in modo da ottenere le garanzie più elevate di stabilità e di sicurezza, con una potenza sufficiente per consentire comunicazioni anche con distanze relativamente notevoli.

Oltre agli schemi dettagliati delle diverse sezioni, l'articolo precisa anche i valori esatti dei componenti, e le caratteristiche costruttive delle induttanze.

LA MEMORIA, SISTEMA CIBERNETICO

L'électricité-électronique moderne - Maggio-Giugno 1975

Ci riferiamo alla quarta parte di una serie di articoli, dedicati appunto alla me-

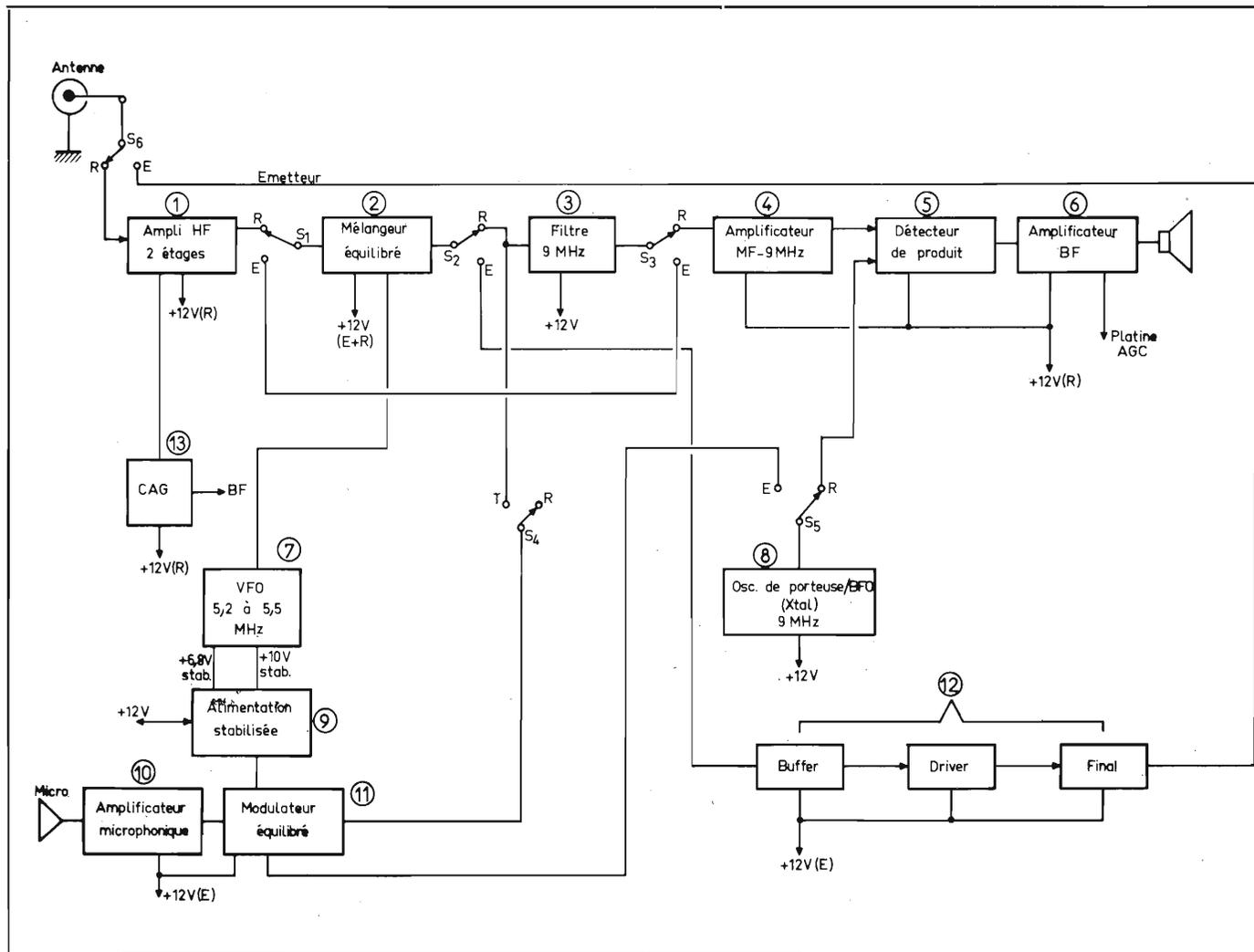



Fig. 11 - Schema a blocchi illustrante tutte le funzioni che vengono svolte nel rice-trasmettitore monobanda.

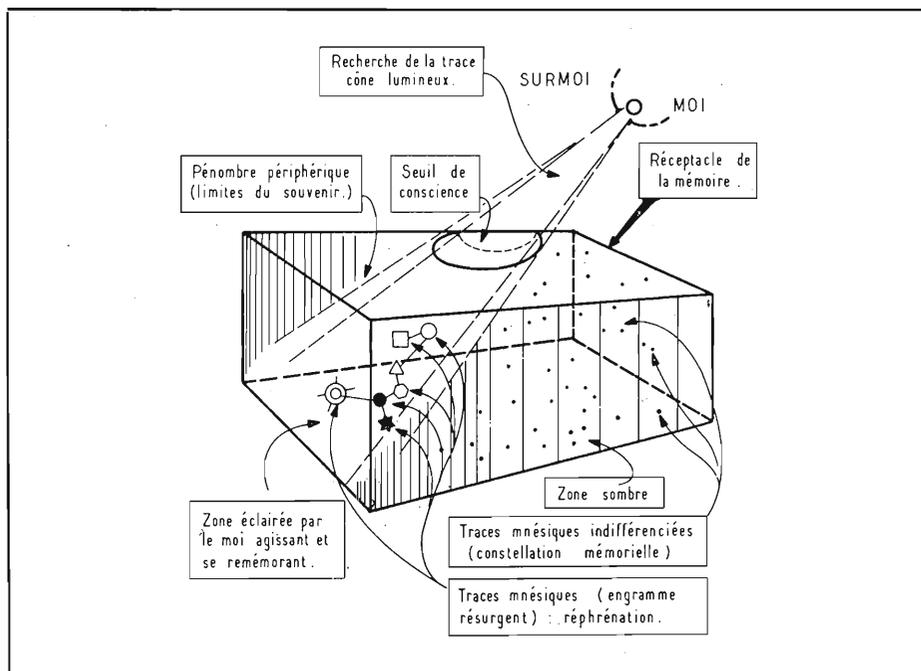



Fig. 12 - Principio di funzionamento della memoria cibernetica: il ricordo occultato viene disimpegnato mediante la decisione spontanea o volontaria della persona di riportarlo alla luce della propria coscienza.

moria cibernetica, argomento di grande
tualità e quindi di elevato interesse per
loro che desiderano mantenere un contin
aggiornamento tecnico.

La memoria simbolica risulta dal gio
delle funzioni che conferisce al disposit
la possibilità di introdurre nella mente
una persona dei dati, facendo poi in mo
che la persona li riconosca come acqu
zioni esterne, insite nella sua stessa mer
ria.

La figura 12 rappresenta il ricettac
anemonico sotto forma di un parallelepi
do: la parte più grande di raccolta è col
cata nella zona d'ombra, dove costitui
la costellazione memoriale, formata da u
miriade di punti energetici, disseminati
cosiddetti meta-circuiti (neuroni associa

Sotto il faro della personalità, gli impu
di memoria si rigenerano nei loro ste
meta-circuiti, e ricompongono i profili
ricordo.

Questo meccanismo è di intuizione re
tivamente semplice, ed è alla base de
caratteristiche di sfruttamento delle mer
rie di questo tipo.

Si tratta naturalmente di un articolo
avanguardia, che — nonostante l'aspe
fantascientifico — si basa su solide ar
mentazioni i cui futuri sviluppi sono fa
mente prevedibili.

Quanti di voi saranno in grado di controllare tutti i TVC che arriveranno immancabilmente sui tavoli da lavoro?

Philips ha realizzato per voi due nuovi « assistenti » per la regolazione e il controllo del TVC.
PM 3226 L'oscilloscopio a « doppia traccia » che facilita la ricerca dei guasti e la messa a punto dei più sofisticati circuiti TVC.

S
Desidero informazioni sugli apparecchi Philips per il controllo del TVC

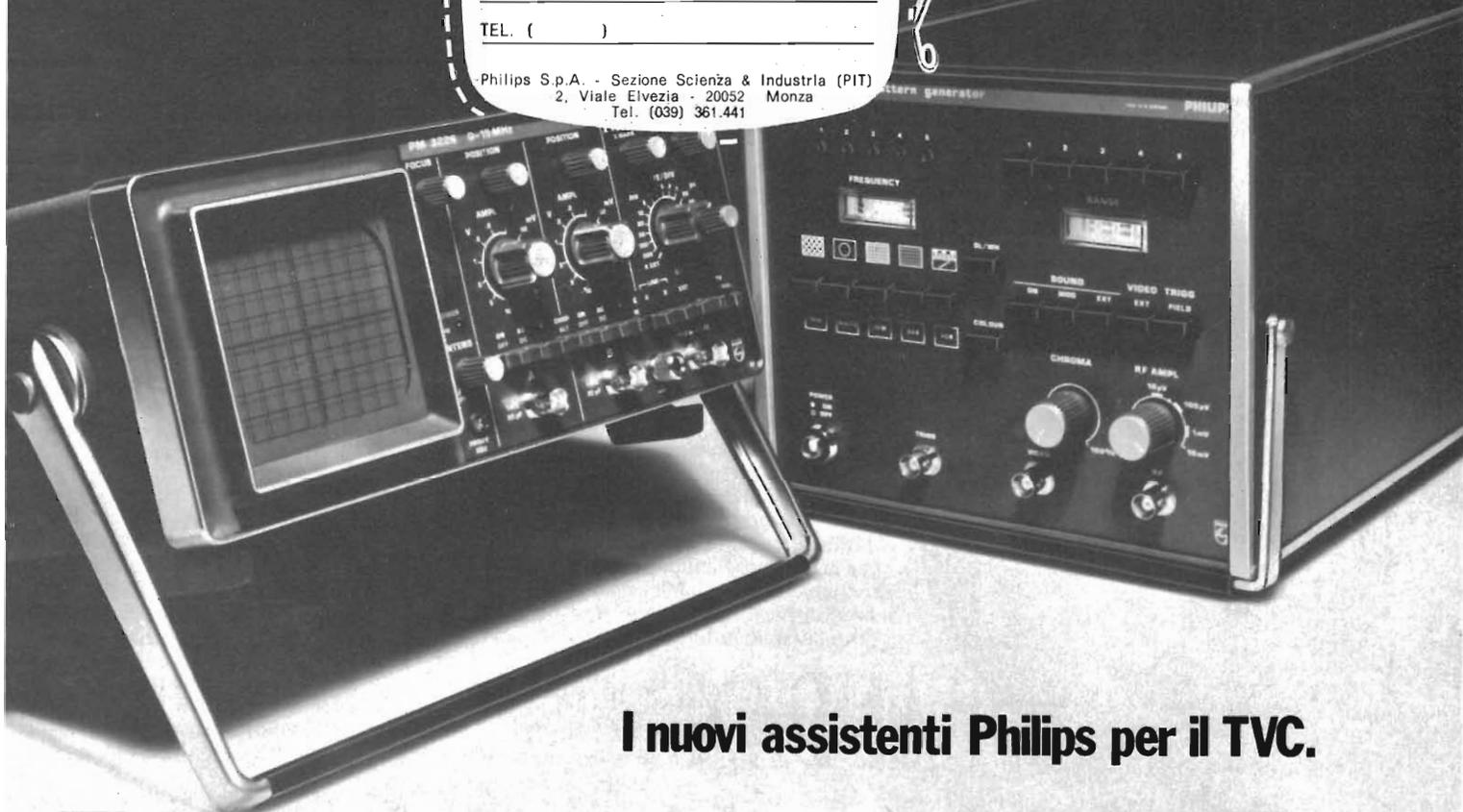
NOME ____________________

VIA ____________________

CITTA' ( ) ____________________

TEL. ( ) ____________________

Philips S.p.A. - Sezione Scienza & Industria (PIT)
2, Viale Elvezia - 20052 Monza
Tel. (039) 361.441

PM 5509 I 10 segnali disponibili permettono regolazione e taratura di TV bianco e nero, colore e VCR (Video Cassette Recorder).
Prestazioni professionali.

I nuovi assistenti Philips per il TVC.

Strumenti
Elettronici di Misura

PHILIPS

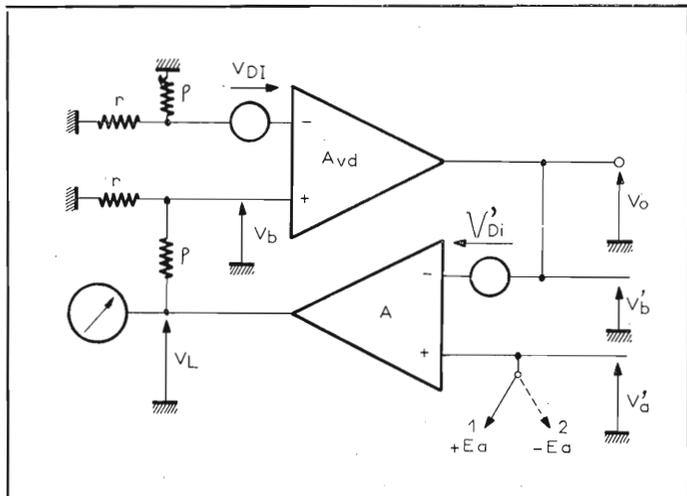



Fig. 13 - Circuito «B», il cui funzionamento si basa sulla prestazione di un circuito di accoppiamento per la misura.

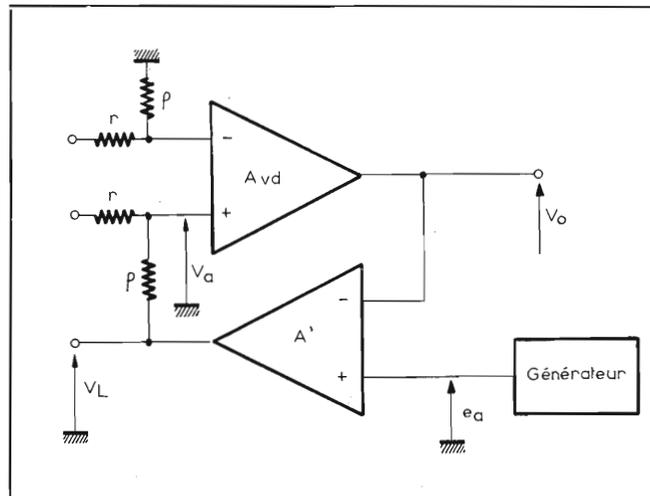



Fig. 14 - Disposizione dell'unità sotto prova, del generai e dell'amplificatore A', necessaria per poter eseguire la val zione in regime dinamico.

MONTAGGI DI MISURA PER AMPLIFICATORI OPERAZION/

L'electricité-electronique moderne - Maggio-Giugno 1975

Anche questa volta ci riferiamo ad serie di articoli che vale la pena di seg per la loro notevole attualità: dal mome infatti che gli amplificatori operazionali no di uso più frequente non soltanto n applicazioni logiche, ma anche in quell caratteristica lineare, vale indubbiame la pena di aggiornarsi sui sistemi più uso attraverso i quali è possibile eseg misure, controlli, selezioni, ecc., in l alle esigenze di funzionamento dell'aj recchiatura in cui tali unità vengono us

Il primo problema che viene conside: in questa terza puntata è riferito alla sura del guadagno, dopo di che veng analizzati i diversi tipi di amplificator precisamente quelli ad accoppiamento retto, quelli ad accoppiamento empir nonché i circuiti di misura propriame detti, attraverso i quali si provvede al levamento dei parametri principali.

Sotto questo aspetto, la **figura 13** presenta un circuito del tipo «B», con coppiamento di misura; l'amplificatore toposto al controllo presenta un guada A_{vd}, e l'amplificatore di guadagno A' vi inserito nel circuito di controreazione.

Il complesso costituisce un sistema asservimento di posizione.

Nel caso illustrato invece alla figura destinato a funzionare in regime dinam si ricorre anche all'impegno di un gen tore per fornire i segnali che determin il funzionamento del circuito sotto pr con l'aiuto di partitori applicati all'ingr ed all'uscita.

In sostanza, si tratta, come nei casi venzionali, di applicare determinate g dezze variabili, e nell'osservare con l'a di strumenti adeguati il comportame dell'unità sotto prova, confrontando che si ottiene all'uscita rispetto alle ca teristiche che lo stesso segnale di us deve presumibilmente presentare in di regolare funzionamento.

L'articolo è redatto su base emine mente matematica.

I LETTORI CI SCRIVONO

cura di P. SOATI

;. TORRE D. - Messina
:amplificatore per pick-up ceramico

Per rendere possibile l'impiego del pick- ceramico, ad alta impedenza, dovrà ;iungere al suo amplificatore a valvole il cuito illustrato in figura 1 che si riferisce un preamplificatore il cui carico di usci- minimo deve essere per l'appunto di kΩ.

L'alimentazione, compresa fra 230 e 300 potrà prelevarla direttamente da quella l'amplificatore e così pure la tensione di :ensione.

I valori dei componenti sono stati ri- rtati direttamente sullo schema elettrico salvo indicazione contraria, i valori sono ohm ed in microfarad. I resistori dovran- essere del tipo a 1/2 W. L'uscita del nnettore J_1 ovviamente dovrà essere scher- ıta.

La notevole amplificazione si ottiene me- ınte l'impiego di una valvola 7199, co- tuita da un pentodo che funziona da ıplificatore di ingresso, e da un triodo di :ita in circuito catodo-follower.

Il preamplificatore può essere installato che ad una quindicina di metri dall'am- ficatore.

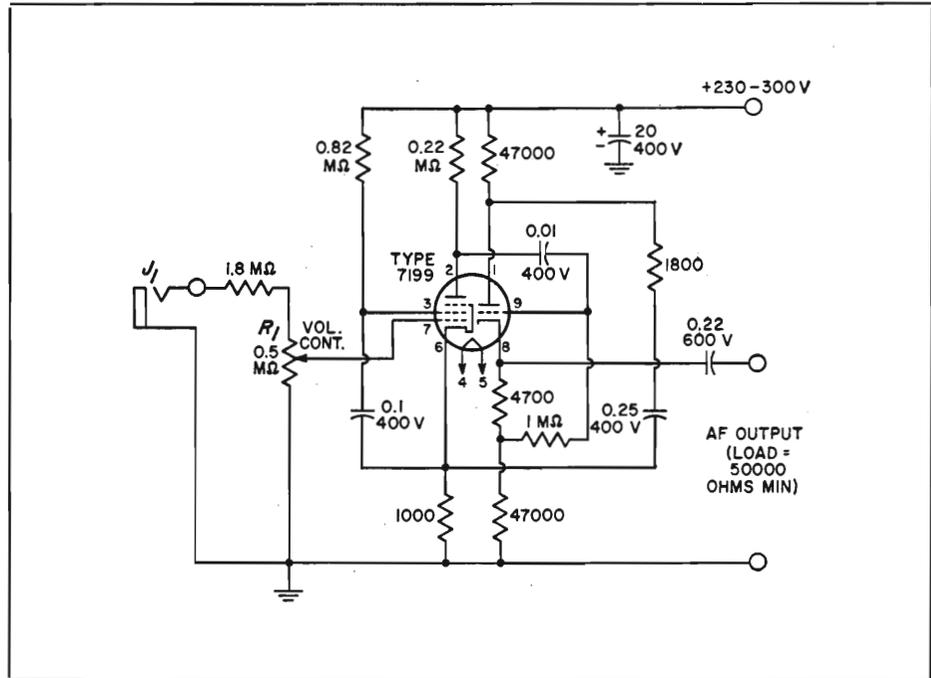



Fig. 1 - Preamplificatore per pick-up ceramico da abbinare ad un amplificatore a valvole.

;. M. SANNINI - Bologna
ıtonizzatori SPRING MG/0310-00 MG/0210-00

Il Signor Sannini ci ha scritto chieden- ci maggiori dettagli sui sintonizzatori per IF e UHF della Spring aventi i numeri catalogo GBC MG/0310-00 e MG/ 10-00. Rispondiamo volentieri a tale do- ında pubblicando i principali dati e sche- relativi ai due gruppi. Siamo certi di ıdere con ciò un servizio a molti altri tori.

Il selettore a transistori VHF 1000, di i riportiamo lo sshema elettrico in figura è progettato per la ricezione della banda ': 52 ÷ 88 MHz, 174 ÷ 230 MHz, nel- versioni canali italiani FI 43 MHz e MHz, canali CCIR 36 MHz, ed è costi- to da 2 transistori 109R e 2-AF106.

Alimentazione RF e oscillatore: *12,7 V 13 mA.* Tensione di controllo: *8 ÷ 2 V.* imentazione mescolatore: *12 V, 3.6 mA.* rghezza di banda a 0 dB: *5,5 MHz.* Re- .ione d'immagine: *maggiore di 60 dB.* Im- denza d'ingresso simmetrica: *300 Ω,* asim- ·trica: *75 Ω.* Sintonia fine dell'oscillatore: *÷ 5 MHz.*

La figura 3 mostra invece lo schema ttrico del sintonizzatore UHF in λ/4 mo- llo 7000 adatto per i canali della 4ª ban- UHF: 470 ÷ 582 MHz e V° banda: 2 ÷ 860 MHz e realizzato nelle versioni ındard italiano e standard CCIR. In esso ıo utilizzati due transistori AF 139.

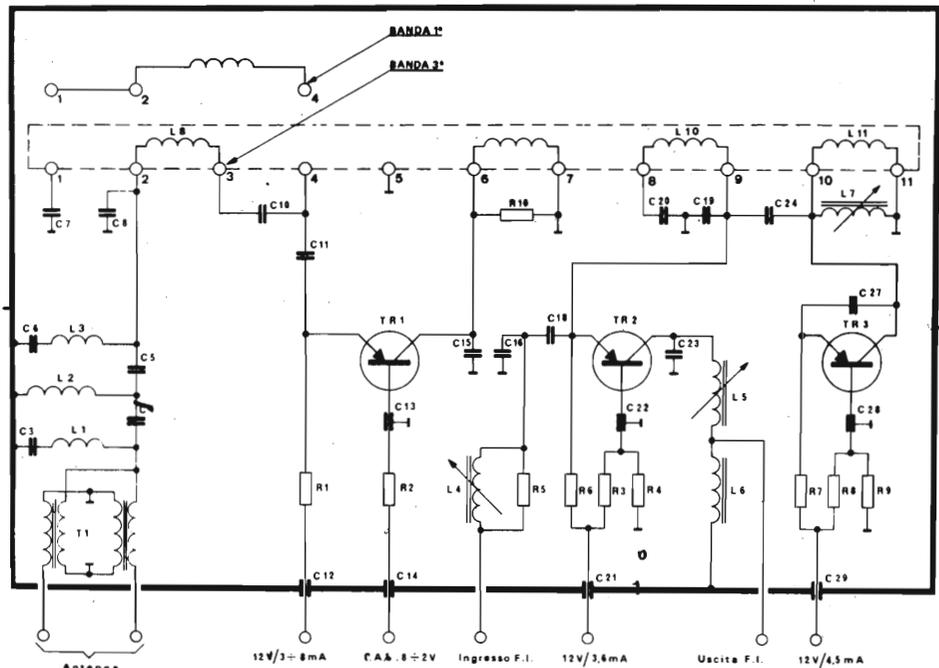



Fig. 2 - Schema elettrico relativo al sintonizzatore VHF a transistori SPRING 1000 (GBC MG/0210-00).

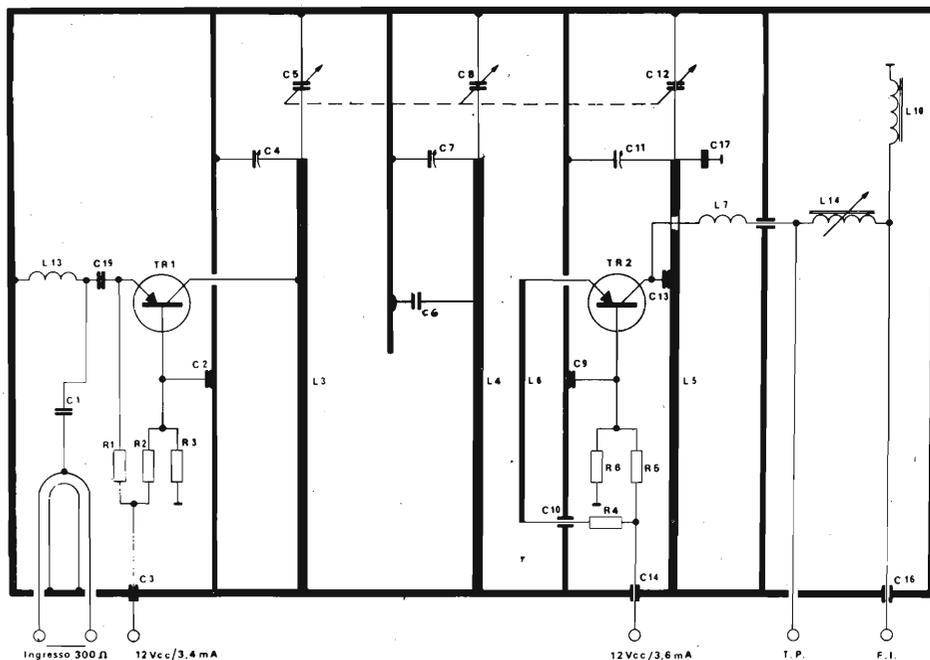



Fig. 3 - Schema elettrico relativo al sintonizzatore UHF a transistori della SPRING (GBC MG/0310-00).

Alimentazione RF: *12,3 V, 7,5 mA*. Tensione di controllo: *8,5 ÷ 3 V*. Alimentazione oscillatore: *12.0 V, 3.6 mA*. Guadagno medio: *23 dB*. Larghezza di banda a 0 dB banda 4°: *6 MHz*, banda V°: *9 MHz*. Reiezione d'immagine rispettivamente *di 43 dB e 38 dB*. Impedenza d'ingresso simmetrica *a 300 Ω, asimmetrica a 75 Ω.*

RICHIEDENTI DIVERSI
Pubblicazioni per SWL e su G. Marconi

Il dott. Primo Boselli ha preparato recentemente un'ottima guida intitolata TUTTE LE RADIO DEL MONDO INTERO MINUTO PER MINUTO, *in cui sono riportate le principali emissioni radiofoniche delle emittenti mondiali nelle lingue ita na, francese, spagnolo, portoghese, tede e inglese.*

Riteniamo che questo orario-guida p sa interessare particolarmente gli SWL, OM e gli studiosi di lingue estere.

La felice disposizione del testo ne c sente il rapido aggiornamento in consegu za delle inevitabili periodiche modifiche lo spettro radiofonico.

La pubblicazione, il cui costo è s mantenuto nei limiti molto modesti di le lire, è in vendita presso tutti i punti l'organizzazione GBC in Italia. E poich GBC, come è noto, assegna un numero codice a ogni cosa che vende, precisia che il libro in argomento è contraddisti dal numero XB/0104-89.

Colgo l'occasione per segnale a quei tori che tempo addietro mi avevano s to in proposito, che fra le varie opere Marconi che ho citato, è utile aggiunger volumetto di Settimo Albalustro intito GUGLIELMO MARCONI NEL MIO CORDO. *Probabilmente è reperibile p so il Centro Radioelettrico Sperimentale Marconi del Comune e della Azienda tonoma di soggiorno e Turismo di Sa Marinella, centro di cui, confesso la ignoranza, è la prima volta che sento lare.*

Sig. D. BARDINI - La Spezia
Schema elettrico del trasmettitore BC

In figura 4 è illustrato lo schema elett del trasmettitore del surplus BC 459 a coprire la gamma 7 ÷ 9,1 MHz.

Il valore dei vari componenti ripor sullo schema è il seguente: C58A, C5 C58C = 0,05 μF, C59 = 0,00018 μF, padding dell'oscillatore pilota, C61 = 0, μF, C62 = neutralizzazione fissa, C63 = sintonia dell'oscillatore pilota, C64 = 0,002 μF, C65 = sintonia PA, C66 = 0,01 μF, C67 = padding PA, C68 = μμF, C69 = 50 μμF. K53 = relé selett del XMTTR, K54 = relè di uscita XMTTR. L52 = bobina di antenna, R R72, R75 = 51 kΩ, R68, R76 = 20 R69 = 1 MΩ, R70 = 1000 Ω, R71 = Ω, R73, R74, = 15 kΩ, R77 = 390 R78 = 51 Ω, RL50 = soppressore di rassiti. T53 = bobina oscillatore, T54 = bobina amplificatrice. Y50 = Qua

Sigg. G. FRANCHI - Firenze, D. CORTI - Roma
Stazioni ad onda corta RDF

Causa notevoli interferenze riesce mo difficile, con impianti di antenna mode ricevere le stazioni indonesiane che trasm tono nella gamma dei 4 MHz.

Fra quelle che possono essere ricev abbastanza spesso cito UJUNG PADAN *4719 kHz, che irradia con 50 kW,* JAKA TA, *4805 kHz,* JAHBI, *che ho udita maniera comprensibile verso le 24, su 4 kHz,* BANDA ACEH, *4955kHz, udita so le 23 con emissione di musica loc Dette stazioni possono essere sovente r vute in condizioni discrete durante le me ore del mattino.*

La stazione indiana che irradia sulla quenza di 4800 kHz è installata a HYI RABAD.

Le principali frequenze utilizzate d IBA in Israele sono le seguenti: 5900, 73 7413, 9009, 9400, 9495, 9815, 11643, 12

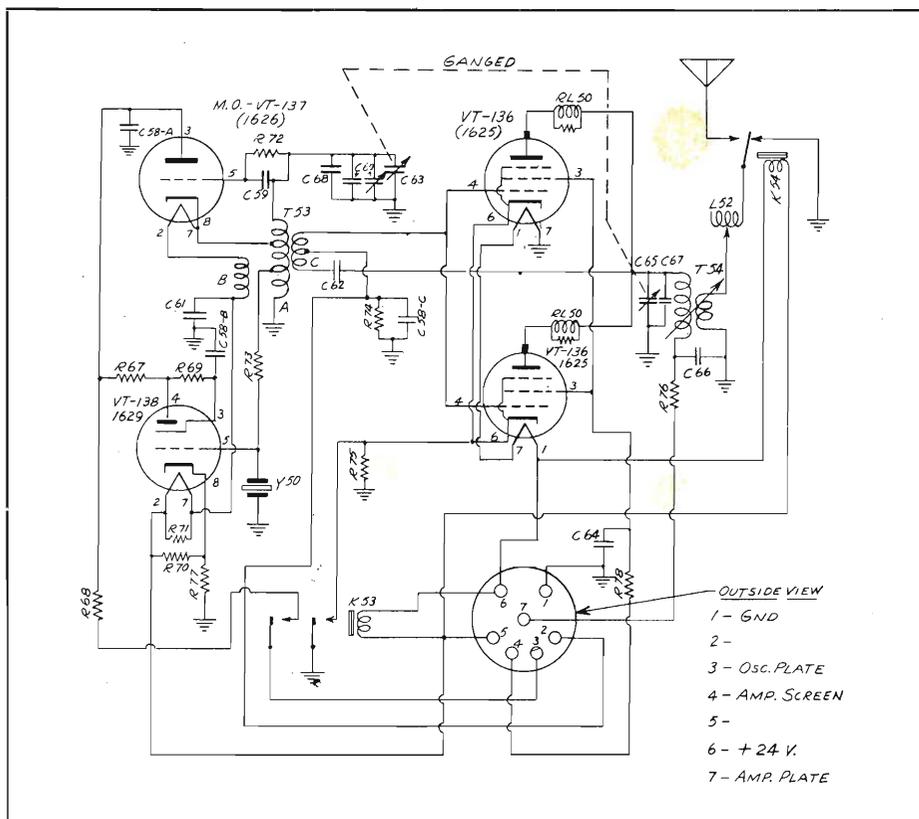



Fig. 4 - Schema elettrico del trasmettitore surplus BC 459, gamma 7 ÷ 9,1 MHz.

80, 15100, 15240, 15405, 15485, 15513, 85, 17815 kHz.

e stazioni sovietiche da lei citate tra-ttono dalle seguenti località: 4780 PE-ZAVODSK, *al nord di Leningrado go Onega) spesso in relé con la fre-nza di 5065 kHz. 4785 kHz* BAKU *ovest del mar Caspio in relé con la fre-nza di 9840 kHz.* YEREVAN, *al confine la Turchia, 4810 kHz.* KHANTY-NSIYSK, *nell'ovest Siberia, 4820 kHz.* HKBAD *4825 kHz, ai confini dell'Iran.* UMEN, *4895 kHz,* KIEV, *4920 kHz,* REVAN, *4990 kHz,* ARCHANGELSK, *5 kHz,* ALMA ATA, *5035 kHz.* TBI-I, *5040 kHz.* VLADIVOSTOCK, *5015 :.*

a stazione che trasmette su 5052 kHz effetti 5052 kHz), e udita verso le 0, è SINGAPORE.

RICCI D. - Roma

oparlanti per esposizioni asformatori microfonici

a diffusione della parola e della musica saloni per mostre d'arte, nei grandi ma-zini e nelle sale di esposizione in genere essere effettuata vantaggiosamente im-gando dei diffusori sferici pensili come esempio il modello RB33 della Bouyer, eribile anche presso i punti di vendita a GBC, sotto il numero di codice AD/ 0-07 di cui esistono varie versioni in zione della potenza di uscita e della edenza di linea. Le caratteristiche ester-di questi duffusori sono visibili in fi-a 5; la loro curva di risposta lineare i 100 ÷ 13.000 Hz. Il diffusore è costi-o da un altoparlante di elevato rendi-nto e dal relativo contenitore in ABS npleto di trasformatore di linea. Il fis-gio è del tipo ad altezza regolabile.

er luoghi all'aperto come tribune, stadi, zze sono consigliabili invece i diffusori ndrici tipo Projekson RB35 (codice AD/ -00) figura 6, e quelli del tipo Mini jekson RB 36 (AD/178-00) con came-di compressione a doppio filtro acustico eccezionali doti di direttività e fedeltà. h'essi sono forniti con relativo trasfor-ore di linea ed in varie versioni.

)vviamente non è possibile collegare un rofono a bassa impedenza all'ingresso alta impedenza di un amplificatore. Per dere possibile tale accoppiamento si può rrere all'impiego di appositi trasforma-microfonici come quello illustrato in ra 7 che possiede connettori di ingresso i uscita secondo le norme Bouyer (codi-GBC QQ/0758-00) oppure l'altro illu-to in figura 8 (codice GBC QQ/0758-02) connettori d'ingresso secondo le norme V.

g. F. BARTOLI, D. GUIDI, ROBERTI

oblicazioni varie

In ottimo libro sulle guide d'onda ot-e è stato pubblicato recentemente in hilterra nella serie IEE ad opera del f. J.B. Clarricoats, *intitolato* OPTICAL RE WAVEGUIDES *edito da Peter Pe-rinus Ltd, Londra. Il suo costo è di e Sterline 8,75.*

ui Laser e Maser *interessantissima è la na serie dei documenti pubblicati fra il 0 ed il 1973 nel mondo intero, che tiene la citazione di 8500 estratti sui*

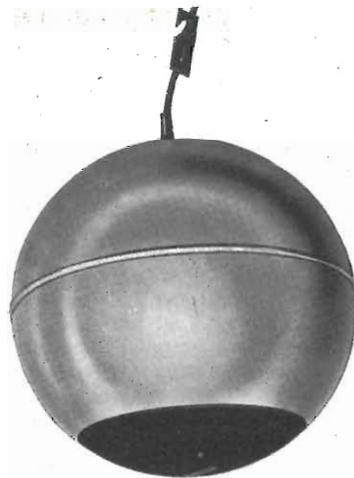



Fig. 5 - Diffusore sferico pensile della Bouyer particolarmente adatto per esposizioni, grandi magazzini etc. (AD/0130-07).

Fig. 6 - Diffusore cilindrico RB 35 della Bouyer con camera di compressione a doppio filtro per tribune, stadi e luoghi all'aperto (AD/0180-00).

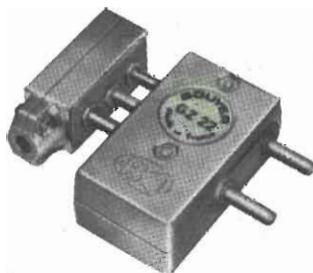



Fig. 7 - Trasformatore microfonico per adattare un microfono a bassa impedenza con amplificatore ad alta impedenza. Connettori Bouyer.

Fig. 8 - Trasformatore microfonico per adattare un microfono a bassa impedenza con amplificatori ad alta impedenza. Connettori DIN.

laser ed i maser solidi, gassosi, dinamici, a semiconduttore, chimici e liquidi, applicazioni scientifiche nel campo pratico, teoria e analisi etc.

Il volume dovuto a F. Doven *ed è intitolato per l'appunto* LASER AND MASER, 1° serie *è pubblicato da Cambridge Scientific Abstracts Incorp. Suite 437, Kenilworth Avenue, Riverdale, Maryland 20840. Negli Stati Uniti il suo prezzo è di 34,95 dollari.*

Sulla televisione via cavo un libro eccellente è uscito da poco negli Stati Uniti: si tratta del volume CATV Circuit Engineering *di* William A. Rheinfelder, *uno specialista in tale campo, e pubblicato ad opera di TAB BOOKS, Blue Ridge Summit, Pennsylvania 17214. Prezzo in USA, 14,95 dollari.*

Sulla radiotecnica statica Le consiglio l'opera del sovietico LEVINE, *intitolata* RADIOTECNICA STATICA, *in due volumi, di cui in Italia è reperibile la versione in francese a lire 7.000; sull'altro argomento, se Lei conosce la lingua inglese, le consiglio l'acquisto del volume di* Perepechko, METODI ACUSTICI DI INVESTIGAZIONE DEI POLIMERI *edito a Mosca e il cui costo è di lire 3000, ed il* CORSO DI ELETTROTECNICA E RADIOTECNICA *del* Molchanov, *lire 4200. I suddetti volumi possono essere richiesti per spedizione contro assegno alla Libreria ITALIA-URSS, Via Edilio Raggio, 1/10 16124 Genova.*

Sig. G. VILLA - Sesto S. G.

Antenna a dipolo

Qualsiasi filo disteso fra due punti isolati costituisce un'antenna risonante ad una frequenza ben determinata che dipende in modo particolare dalle sue dimensioni, cioè lunghezza e diametro del filo. A questa frequenza di risonanza si può misurare al centro del conduttore la massima corrente e la minima tensione. La lunghezza del conduttore, se vicino alla mezza lunghezza, per ottenere la frequenza di risonanza *è data dalla relazione:*

$$L = k \frac{\lambda}{2}$$

in cui L *è la lunghezza del conduttore in metri,* λ *la lunghezza d'onda pure in metri e* k *un coefficiente che dipende dal diametro del filo rapportato alla sua lunghezza e che è molto vicino all'unità, come mostra la figura 9.*

Siccome la lunghezza d'onda in metri è data dalla relazione:

$$\lambda = \frac{300.000.000}{f}$$

in cui 300.000.000 è la velocità in metri al secondo di propagazione delle onde elettromagnetiche ed f la frequenza in hertz.

Per gli usi pratici, nel campo delle onde corte, la suddetta formula può essere semplificata esprimendo la frequenza in megahertz, sopprimendo cioè sei zeri per cui la lunghezza dell'antenna si calcolerà con la espressione:

$$L = \frac{k\ 150}{f}$$

Per esempio si voglia calcolare la lunghezza di un filo avente il diametro di 2 mm che risuoni alla frequenza di 7,5 MHz. La

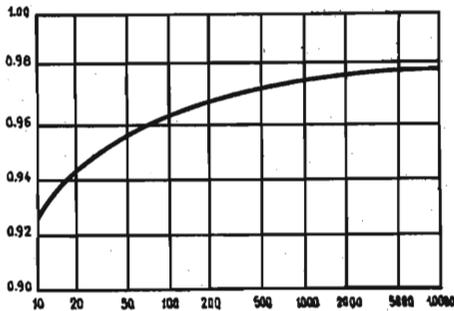



Fig. 9 - Grafico per calcolare il valore del coefficiente «k». Sulle ascisse è riportato il rapporto fra la lunghezza ed il diametro del conduttore, sulle ordinate il coefficiente «k».

lunghezza del filo che dovrà oscillare in λ/2 sarà dunque vicino ai 20 m per cui il rapporto fra lunghezza ed il diametro è di 10.000 (infatti 20 metri sono uguali a 20.000 mm per cui 20.000:2 = 10.000). Dal grafico si vede che il coefficiente k *per 10.000 è di circa 0.978 per cui la lunghezza esatta del conduttore dovrà essere:*

$$L = \frac{0,978 \times 150}{7,5} = 19.56 \text{ m.}$$

Se invece si desidera conoscere quale lunghezza debba avere un dipolo per avere la frequenza di risonanza su 144 MHz, usando un tubo di alluminio del diametro di 1 cm, la lunghezza del tubo dovrà essere vicina al metro (infatti la gamma dei 144 MHz è detta dei due metri (300:144 = = 2.083 m che divisi per due corrispondono a 1.041) quindi il rapporto k *sarà uguale a 100 (100 : 1 = 100) e dalla tabella vediamo che il suo valore è di circa 0.962 per cui la lunghezza del tubo dovrà essere:*

$$L = \frac{0.962 \times 150}{144} = 1,003 \text{ m.}$$

Sig. D. COSTA - Napoli
Ricerca guasto con iniettore di segnali

Con l'iniettore di segnali in suo possesso la ricerca dei guasti in un ricevitore a transistori, e ovviamente anche in amplificatori di bassa frequenza, è molto facilitata. Le operazioni di controllo si inizieranno partendo dall'altoparlante per arrivare, successivamente, alla presa di antenna.

Per spiegarmi meglio mi riferirò allo schema di figura 10 che rappresenta un normale circuito di un ricevitore a transistori i cui numeri indicano i vari punti di controllo a cui si dovrà appoggiare la sonda dell'iniettore di segnali. Se toccando i punti 1 e 2 all'altoparlante è udibile un suono, piuttosto debole, ciò significa che l'altoparlante stesso e il condensatore di accoppiamento funzionano regolarmente. Passando a toccare le basi dei due transistori finali, cioè i punti 3 e 4, l'intensità del suono dovrà aumentare perché in questo caso entra in gioco l'amplificazione dei transistori: e da notare che la potenza sonora dovrà essere identica in tutti e due i casi. Se invece il segnale risultasse debole o nullo il difetto sarebbe nello stadio finale (transistore, condensatore, resistore).

Per controllare lo stato del trasformatore di accoppiamento si porterà la sonda nel punto 5, mentre il controllo del punto 6 consentirà di stabilire lo stato del circuito pilota. Il controllo del punto 7 ha il compito di controllare lo stato del potenziometro regolatore di volume.

Ammesso che il segnale continua a sentirsi regolarmente, si passerà a verificare la sezione rivelatrice portando l'iniettore sul punto 8 e successivamente sul punto 9, per il controllo dell'ultimo trasformatore di media frequenza. Portando successivamente la sonda fino al punto di controllo 14 si controlleranno i vari stadi di media frequenza, transistori compresi, oltre allo stadio convertitore. Il circuito d'ingresso è preferibile controllarlo accoppiandovi l'iniettore di segnali mediante l'apposita bobina.

Per quanto concerne lo stadio con[...] tore occorre precisare che il suddetto [...] todo di controllo non da eccessivo a[...] mento circa il perfetto funzionamento [...] sezione oscillatrice. Di ciò avrò occa[...] di parlare rispondendo ad un quesito [...] stesso genere che è stato posto da un [...] lettore.

Sig. D. GIORDANI - Modena
Antenna TV per roulotte e mezzi mo[...]

Presso la GBC italiana è reperibile [...] vasta serie di antenne TV particolarm[...] studiate i tetti delle roulotte e dei [...] mobili in genere, compresi gli autobu[...]

La figura 11 si riferisce ad un'ant[...] VHF-UHF per la ricezione cioè del 1° [...] programma con un'unica discesa in [...] coassiale e scatola di collegamento i[...] sione stagna. Essa è formata da ele[...] in acciaio rivestito in politene, quin[...] molto resistente alle intemperie e dis[...] di un morsetto di fissaggio per pali del [...] metro di 20 ÷ 40 mm. Impedenza 5[...] ÷ 75 Ω, numero di codice NA/5500-0[...]

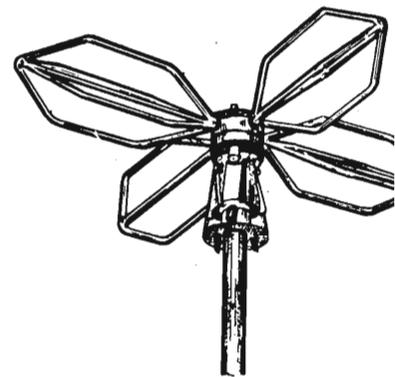



Fig. 11 - Antenna VHF-UHF per rou[...] e mezzi mobili in acciaio rivestito in [...] tene (NA/5500-00).

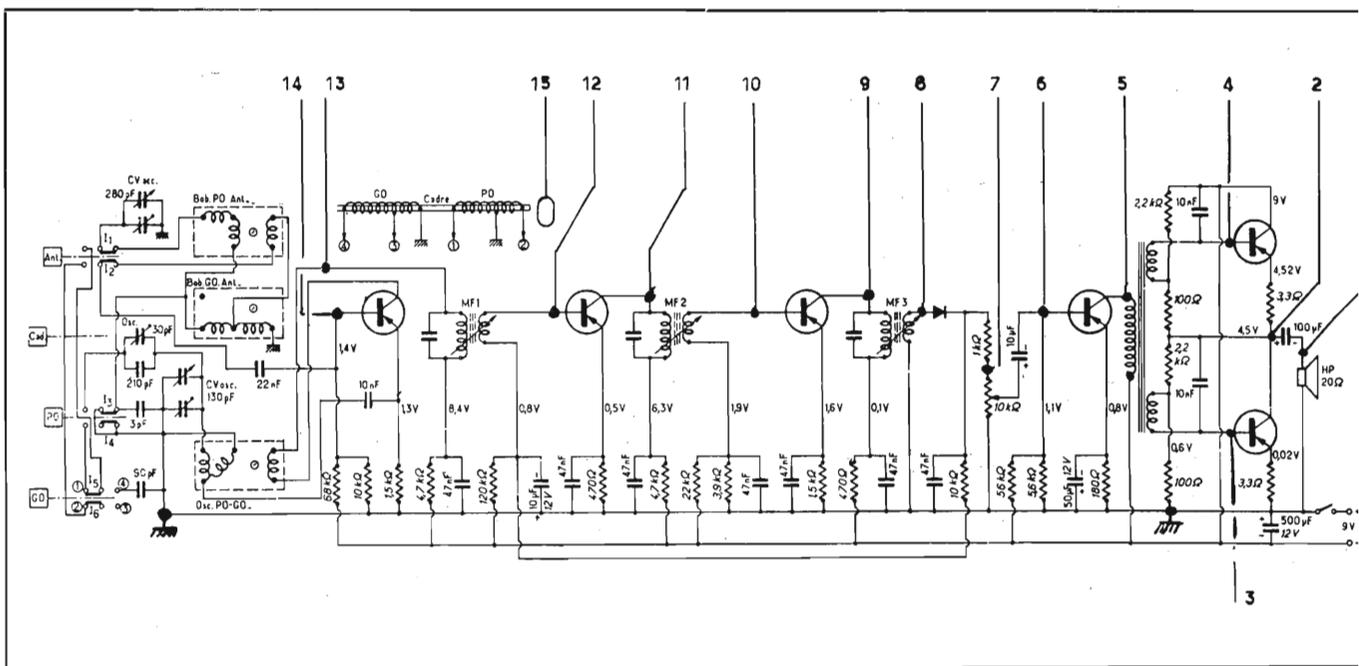
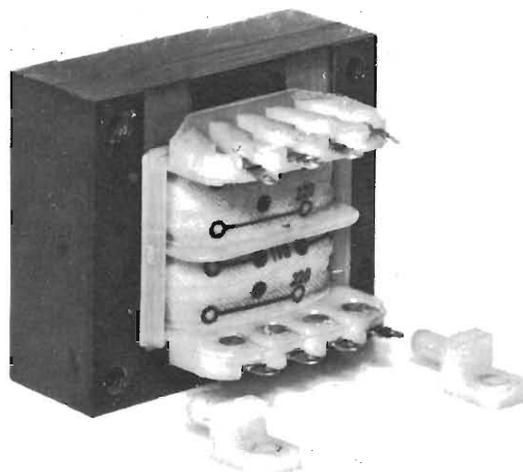
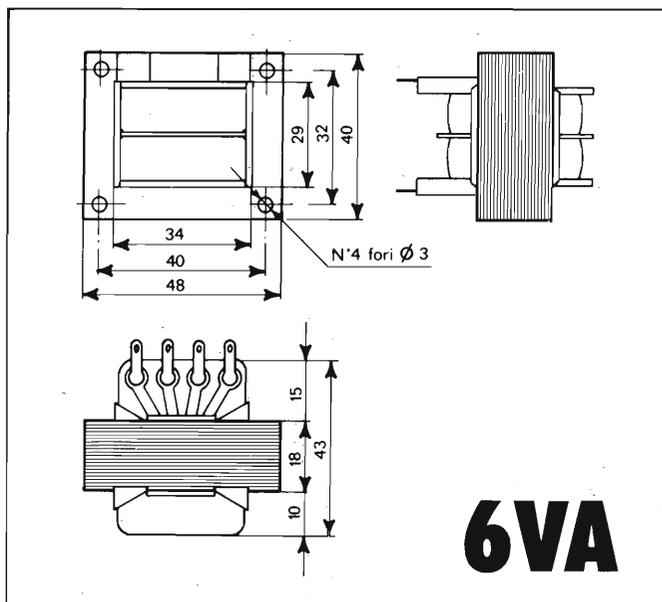
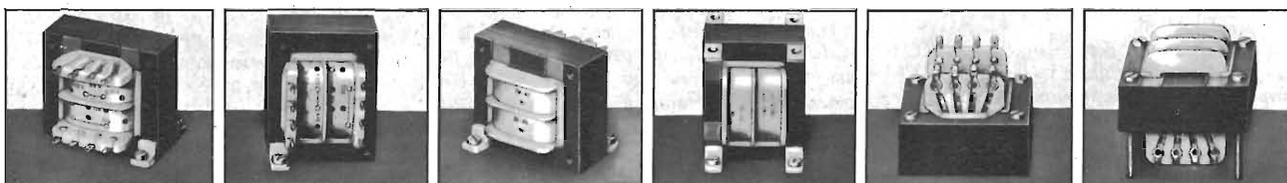



Fig. 10 - Schema di un classico ricevitore a transistori con indicazione dei vari punti di controllo per iniettore di segnali.

TRASFORMATORI DI ALIMENTAZIONE G.B.C.

LO STESSO TRASFORMATORE SI PUO' MONTARE IN 6 POSIZIONI DIVERSE

Il trasformatore progettato per voi.....
Qualunque sia il vostro problema di circuito siete ormai liberati dalla preoccupazione di fissaggio del trasformatore.
Infatti qualcuno lo ha già progettato per voi.
Non avete che da cercare una delle 6 posizioni possibili del tipo standard GBC. La troverete.

Posizione 1

Posizione 2

Posizione 3

Posizione 4

Posizione 5

Posizione 6

DATI TECNICI:

Potenza nom. second.: 6 VA
Isolamento: classe B
Rigidità dielettrica tra primario e secondario per 60": 5000 V c.a.
Rigidità dielettrica tra primario + secondario e massa per 60": 5000 V c.a.
Flash-test nei punti come sopra: oltre 6000 V c.a.
Sopraelevazione di temperatura col carico ammesso in luogo aperto: circa 15°C
c.d.t. vuoto-carico: circa 10%
Sovratensione ammessa nel servizio continuo: 10%
Corrente primaria a vuoto: circa 25 mA

Rocchetto in fibra di vetro.
Terminali in ottone stagnato.
Piedini in fibra di vetro.
Ferro Unel laminato a freddo.
Peso: 250 g.

CODICE	COMBINAZIONI ENTRATA	USCITA V. e A.	COMBINAZIONI USCITA
HT/3731-00	110 V / 220 V	110 V indic. rosso 220 V	110 V / 220 V
HT/3731-01	110 V / 220 V	6 V 1 A 6 V 0,5 A 6 V 0,5 A 2×6 Vct 0,5 A	6 V 1 A 2×6V c.t. 0,5 A
HT/3731-02	110 V / 220 V	12V 0,5 A 12V 0,25 A 12V 0,25 A 2×12 Vct 0,25 A	12 V 0,5 A 2×12V c.t. 0,25 A
HT/3731-03	110 V / 220 V	24V 0,25 A 24V 0,125A 24V 0,125A 2×24 Vct 0,125 A	24 V 0,25 A 2×24V c.t. 0,125A
HT/3731-04	110 V / 220 V	2,5 V 2,4 A 2,5 V 1,2A 2,5 V 1,2 A 2×2,5 Vct 1,2 A	2,5V 2,4 A 2×2,5V c.t. 1,2 A
HT/3731-05	110 V / 220 V	6V 0,3 12V 0,3 A 18V 0,3 A	6 V 0,3A 12 V 0,3 A 18 V 0,3 A
HT/3731-06	110 V / 220 V	6V 0,2 A 24V 0,2 A 30V 0,2 A	6 V 0,2 A 24 V 0,2 A 30 V 0,2 A
HT/3731-07	110 V / 220 V	9V 0,6 A 9V 0,3 A 9V 0,3 A 2×9 V 0,3 A	9 V 0,6 A 2×9 V 0,3 A

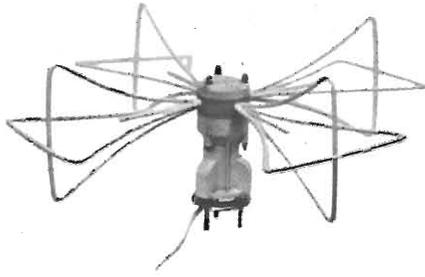



Fig. 12 - Antenna omnidirezionale per mezzi mobili VHF-UHF completa di 4 m di cavo (NA/5502-00).

Fig. 13 - Antenna omnidirezionale per mezzi mobili bande 1°, 2°, 3°, 4°, 5° con 8 elementi in ottone verniciato (NA/5510-00).

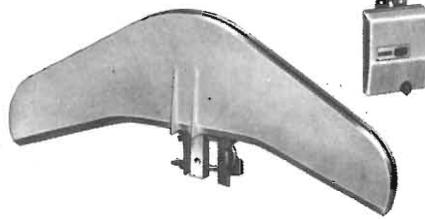



Fig. 14 - Antenna per roulotte TEKO ROUL per tutte le bande VHF e UHF, due amplificatori a basso rumore con guadagno di + 20 dB. Alimentazione 12 ÷ ÷ 15 V.

La figura 12 si riferisce ad un'altra antenna dello stesso genere, sempre per VHF-UHF, impedenza 75 Ω, che è fornita completa di 4 m di cavo coassiale e di demiscelatore codice NA/5502-00.

In figura 13 è visibile un'antenna omnidirezionale, sempre per mezzi mobili, per le bande 1°, 2°, 3°, 4° e 5°, costituita da 8 elementi in ottone verniciato con supporto in materiale anticorrosivo e antiurto. Ingombro massimo 200 x 1260, impedenza 75 Ω, codice NA/5510-00.

L'antenna di cui alla figura 14, del tipo TEKO ROUL, è particolarmente adatta per roulotte e consente la ricezione di tutti i canali VHF e UHF con un guadagno di oltre +20 dB, poiché dispone di due amplificatori a basso rumore.

Uscita 75 Ω, alimentazione, tramite la batteria di bordo a 12 ÷ 15 Vcc. Essa è fornita completa di alimentazione. Codice NA/5503-00.

Sig. G. ROSSI - Savona

Curve di correzione

I circuiti correttori nei registratori sono indispensabili per i seguenti motivi: supponiamo di avere un registratore a nastro il cui amplificatore di registrazione abbia una curva di risposta perfettamente lineare ed un amplificatore di riproduzione con le stesse caratteristiche. Se con tale apparecchio si esegue una registrazione con livello di entrata costante per tutte le frequenze, *all'uscita dell'amplificatore di riproduzione si ricaverà una curva avente grosso modo l'andamento illustrato in figura 15 in cui è evidente la mancanza di linearità alle varie frequenze.*

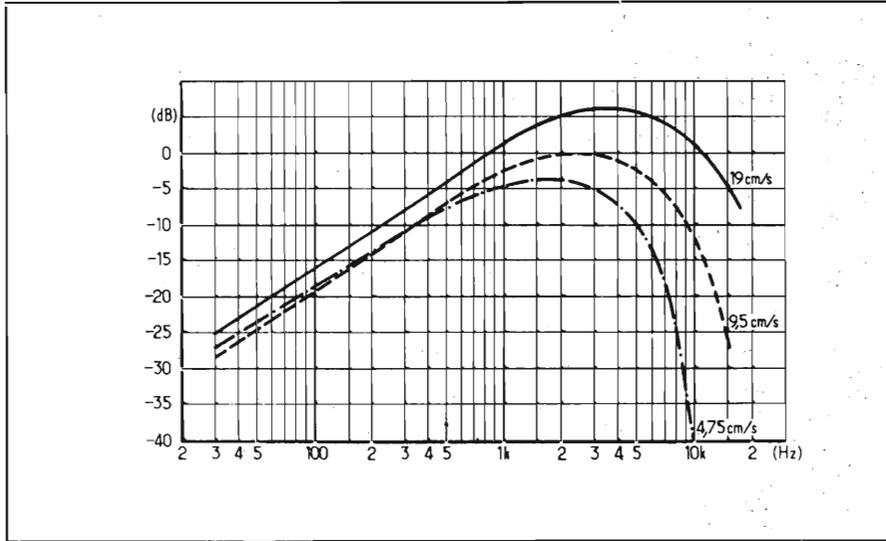



Fig. 15 - Curve di risposta alle varie velocità di un registratore avente livello di ent costante a tutte le frequenze.

Per quanto concerne le frequenze da 20 a 6500 Hz il motivo di tale andamento è dovuto al fatto che la registrazione viene eseguita a corrente costante mentre la riproduzione si effettua per tensione. Si può pertanto ammettere che mentre nel nastro l'intensità di corrente è costante per qualsiasi frequenza, la tensione che si manifesta nella testina di lettura è funzione della impedenza relativa alla sua bobina che, come è noto, è data dalla formula:

$$Z = 2\pi fL.$$

Per ovvie ragioni non possiamo dilungarci su questo argomento che non è possibile trattare esaurientemente in poche righe: diciamo soltanto che tale tensione aum presso a poco di 6 dB per ottava, qua l'intensità resta costante.

Dalla curva di figura 10 si può anche servare che dopo aver raggiunto un va massimo la tensione descresce: ciò è do alle perdite che si verificano nell'intrafe

Per tali motivi, mentre all'atto della gistrazione occorre rialzare il livello c acuti poiché il livello delle armonich molto più debole di quello delle frequ fondamentali, ed allo scopo cioè di aur tare il rapporto segnale/rumore, nella g ma superiore ai 6500 Hz all'atto dell produzione è indispensabile rialzare in do consistente il livello dei bassi ed in niera meno accentuata anche il livello c acuti.

In poche parole ciò significa che ar gli amplificatori dei registratori hanno c curve di risposta non lineari che occ correggere mediante appositi circuiti si ai circuiti per correzione RIIA usati p dischi.

CERCO - OFFRO - CAMBIO

Chi desidera inserire avvisi, deve scrivere alla Redazione di Sperimentare, Via P. da Volpedo, 1 - 20092 Cinisello B. specificando il materiale che desidera acquistare o vendere o cambiare, e indicando nome e indirizzo completi.
La rubrica è gratuita per gli abbonati. Agli altri lettori chiediamo il parziale rimborso spese di lire 500 da inserire, anche in francobolli, nella richiesta.

CERCO - Oscilloscopio doppia traccia anche molto vecchio rché funzionante.
assimo Riccioni - Via 4 Novembre, 31 - 61032 Fano

CERCO - CAMBIO - OFFRO - dischi 45 e 33 giri di musica gera e classica - Se avete dischi specialmente 45 giri in buono ito che non interessano più inviatemeli ed io contraccambierò n 45 giri originali USA ed inglesi in ottimo stato.
rio Ghiso - C. Martiri Libertà, 53/4 - 17014 Cairo Montenotte

CERCO - numeri 1, 2, 3, 4, 5 (gennaio-maggio) di Radioelettroca e i numeri 1, 2, 3, 4, 5, 6 di Elettronica Pratica tutti annata 72 oppure cedo numeri 7, 8, 9, 10, 11, 12 (annata 72) di Eletonica Pratica a L. 500 cad.
rco annate complete di Selezione Radio TV e Sperimentare - rmuto anche con cartoline di tutto il mondo (ne possego oltre 00 esemplari).
audio Mometti - V. Pall. S. Chiara, 8 - 80134 Napoli

CERCO - TV colori da 21 o 24 pollici eventualmente permuto n FIAT 500.
oberto Stopelli - Via Gandi, 8 - 20070 Guardamiglio
l. 0377-513.95 (ore serali)

CERCO - Oscillatore modulato mod. 412 della Scuola Radio ettra. Corso di Televisione a transistor, Teoria e pratica della R.E. Un testo in lingua italiana di teoria o pratica di riparazione V a transistors di qualsiasi autore.
nna Cardinale - Via Scalea, 36 - 93014 Mussomeli

CERCO - Ricetrasmettitore transistorizzato frequenza 144-146 Hz minimo 12 canali quarzati - 10 W di uscita e lineare 50/70 con rosmetro per la stessa frequenza il tutto in buone condizioni. atto solo con Milano e province di Cremona - Pavia - Brescia - rgamo - Como - Varese - Novara.
lvio Veniani - V.le Cassiodoro, 5 - 20145 Milano -
l. (02) 461.347 dalle 19,30 alle 20,30

OFFRO - annate complete 1972-1973-1974 di Selezione di ecnica Radio TV a L. 7.000.
omaldo Parodi - C.so Martinetti, 34 E/13 - 16149 GE-Sampier.

OFFRO - Radiotelefono frequenza marina 60 W - 9 canali - 00/3800 kc/s - Allarme soccorso automatico incorporato più itenna.
mberto Losi - Via C. Torre, 45 - 20143 Milano - Tel. 02-83.70.421.

OFFRO - Corso Radio stereo della Scuola Radio Elettra com- eto (solo dispense, tutte) a L. 100.000 trattabili. Radio stereonica 5 + 5 W della Scuola Radio Elettra a L. 50.000.
. 100 transistori recuperati da schede di calcolatori a L. 10.000.
. 12 numeri di Selezione (dall'1 al 12 del 1975 a L. 8.000).
reamplificatore stereofonico a circuito integrato a L. 20.000.
affaele Manna - Contrà Pettina, 11/E - 36040 Tonezza del Cimone

OFFRO - per ricetrasmittente 27 MHz con finale 3-5 W - nuovi arantiti - Lineare 50 W AM/SSB transistorizzato a L. 40.000 - reamplificatore d'antenna a lire 15.000 per stazione fissa o mobile. tazione Barcellona, 39 - Tel. (02) - 461.347.
ilvio Veniani - V.le Cassiodoro, 5 - 20145 Milano

● **OFFRO** - convertitore ELT Elettronica mod. KC 7 136 - 138 MHz - Uscita 26 - 28 MHz adatto per la ricezione di satelliti APT e facsimile nuovo con schema L. 13.000.
Mauro Calvi - Via A. Mario, 54 - 20149 Milano - Tel. (02) 436.738.

● **OFFRO** - Coppia di casse acustiche ESB. mod. 70/L - 1° serie - due anni di vita, ancora in garanzia L. 170.000 - Testina stereo SHURE mod. M95 EJ - un mese di vita - per rinnovo impianto L. 23.000.
Stefano Timmi - Via S. Silverio, 41 - 00165 Roma - Tel. 06-633.331

● **OFFRO** - Pianoforte professionale elettronico - 61 tasti - effetti di: piano - Harpsichord - Spinet - Sustain - Il tutto è compreso di mobile e tastiera - separatamente vendo anche parti staccate. Disponibile anche in scatola di montaggio a prezzo convenientissimo - Caratteristiche tecniche gratis a richiesta.
P. Scocco - Via Stoppani, 2 - 62012 Civitanova Marche

● **OFFRO** - Antenna da grondaia per auto Specialist M180 caricata alla base. - Serie soppressori e filtro per auto. - Amplificatore lineare 50 W Palomar TX50 mai usato, prezzo richiesto L. 75.000.
G. Carlo Massagrande - Via Circonvallazione, 245 -
35044 Montagnana

● **OFFRO** - TX appartenuto a I1CW in perfetto stato. E' un pezzo da museo - funzionante in ogni sua parte - composto di 3 moduli: Alimentatore - modulatore e trasmettitore. Monta molte valvole (tutte perfette) tra le quali una 807 in driver e una 813 in finale. Occasione più unica che rara - spese di spedizione a mio carico - il peso complessivo è circa 100 kg - Fare offerte.
SWLI3 - 57474 Franco Balzarini - Via Marconi, 2 -
31025 S. Lucia di Piave

● **OFFRO** - Amplificatori - a giorno - 10 + 10 W made in Giappone con preamplificatore e alimentazione - escluso trasformatore super compatto a L. 24.500. - Transistors giapponesi anche nuovi compresi anche di trasmissione.
Raoul Cantelli - Via Predosa, 13 - 40069 Zola Predosa.

● **OFFRO** - Ricevitore Lorentz Lo6K39 - anno 1942 - raro pezzo antiquariato - 8 circuiti accordati in alta frequenza - copertura 1,5/26 Mc in 8 gamme valvole RV P 2000, alimentazione 220 V - perfetto - funzionante. Inviare offerte.
Domenico Capello - I2 LXA - p.o. box 3137 - 20100 Milano

● **OFFRO** - Acquario - Terrario a L. 50.000 + tubo a raggi catodici Philips DN 9/°3 L. 5.000 (mai usato).
Massimo Moretto - Via Principe Amedeo, 12 - 10123 Torino

● **OFFRO** - Calcolatrice elettronica Emerson D8 con alimentatore rete - nuova completa di garanzia L. 18.000
Massimo Riccioni - Via 4 Novembre, 31 - 61032 Fano

● **OFFRO** - al miglior offerente francobolli «ITALIA» nuovi perfetti - illinguellati - dell'anno 1964-1965-1966 - totale n. 60 valori valore facciale L. 5.280. Per la risposta inviare corrispondente affrancatura.
Luigi Zippo - Via Marchese di Montrone, 103 - 70122 Bari

● **CAMBIO** - un impianto di luci psichedeliche autocostruito - 3 canali 1200 W cadauno con baracchino 5 W tipo auto 6 - 24 ch. - inoltre cerco schemi di RTX per la CB.
Gianfranco Zara - Via Taramelli, 11 - 07100 Sassari

● **CAMBIO** - Centraline d'allarme con apparecchi «baracchini CB» inoltre vorrei mettermi in contatto con tecnici di Milano e dintorni.
Marino Luigi - Via Val Bregaglia, 20- 20147 Milano -
Tel. (02) - 40.75.398

● **CAMBIO** - Annate 1972-73 di Selezione Radio TV con annate del 1974-71 o del 1970. Cambio anche annate 1973-74 di Radio Industria con prova transistor inserito in circuito.
Salvatore Bianco - Via G. Mazzini, 88 - 72022 Latiano

LA VISIONE DI UN NUOVO CANALE

con elementi modulari della serie **"STEL"**

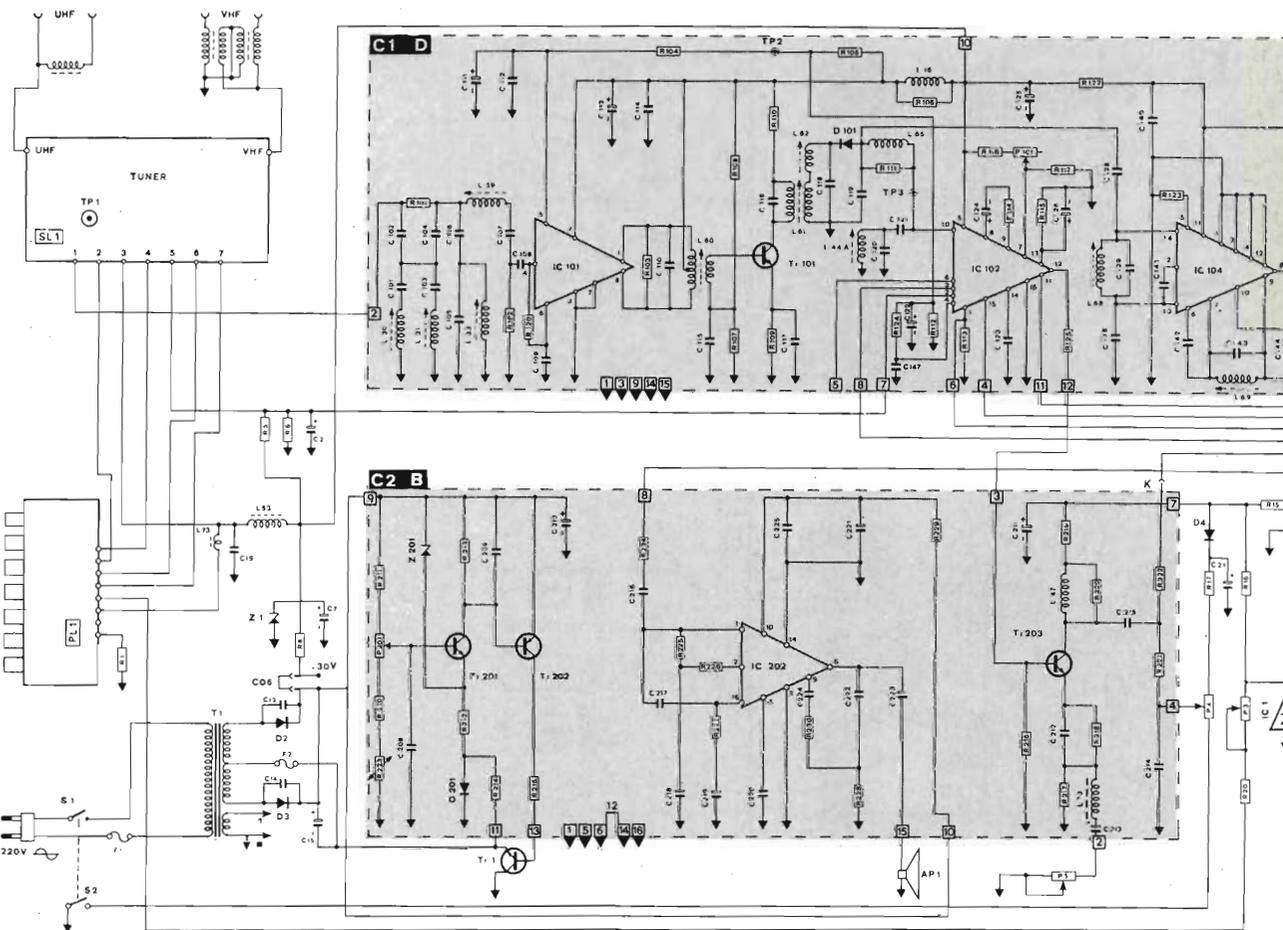
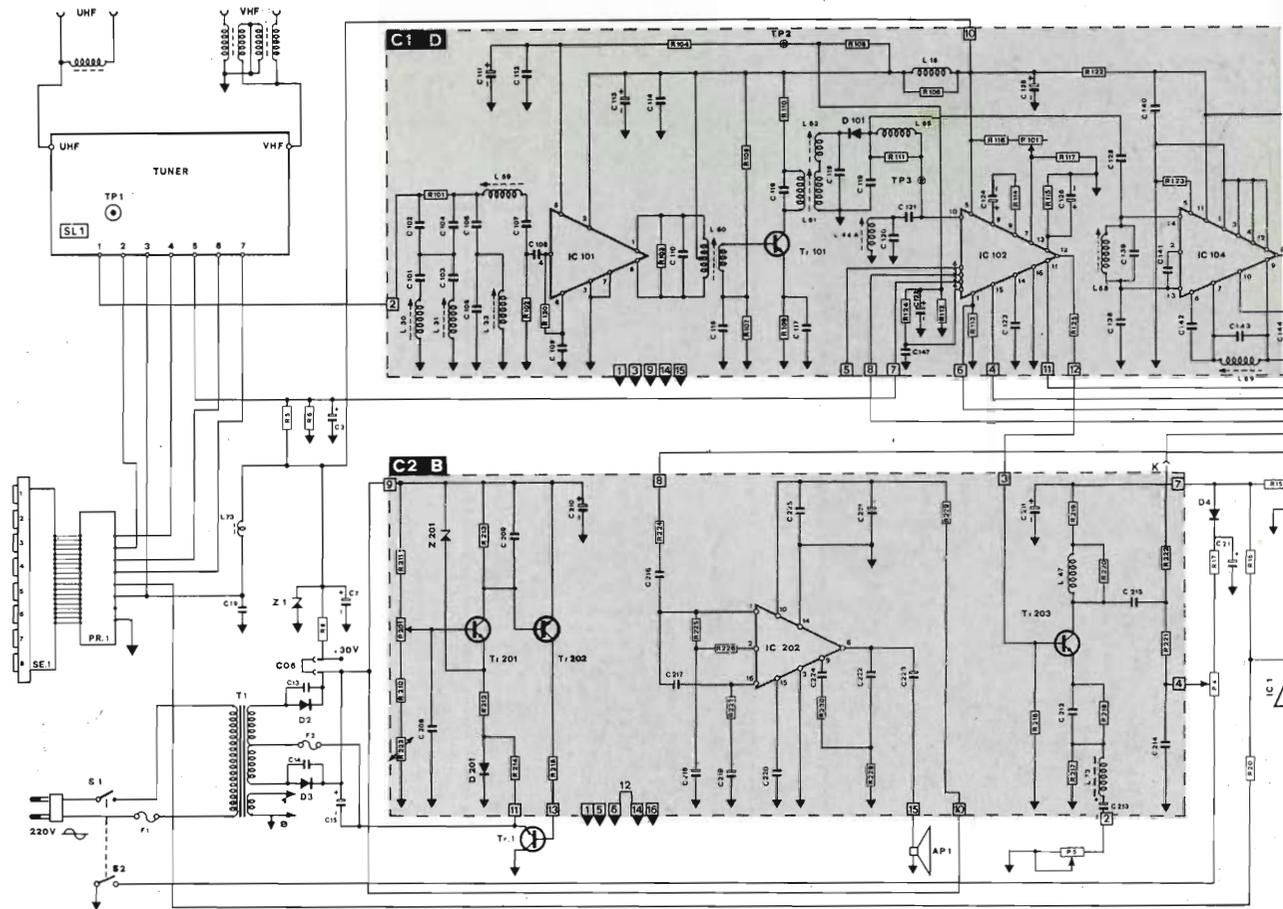
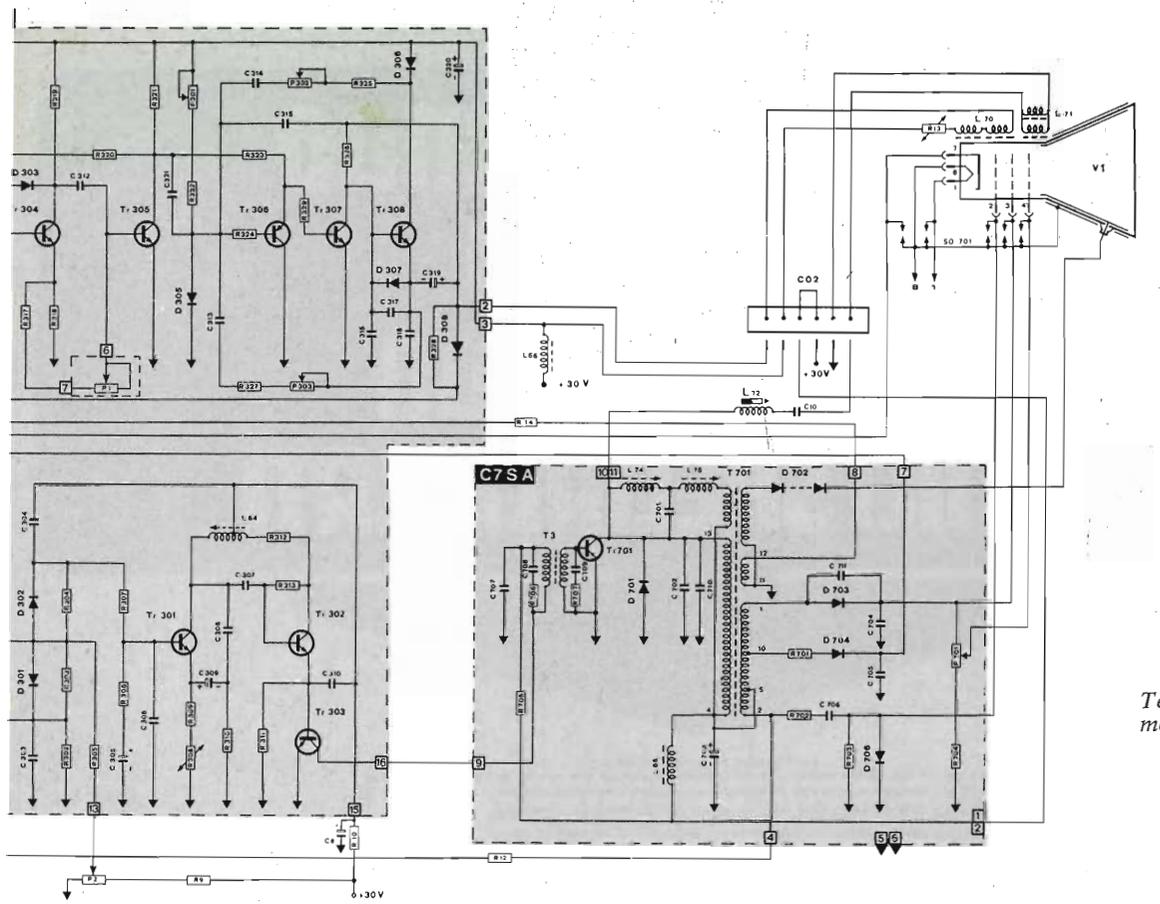
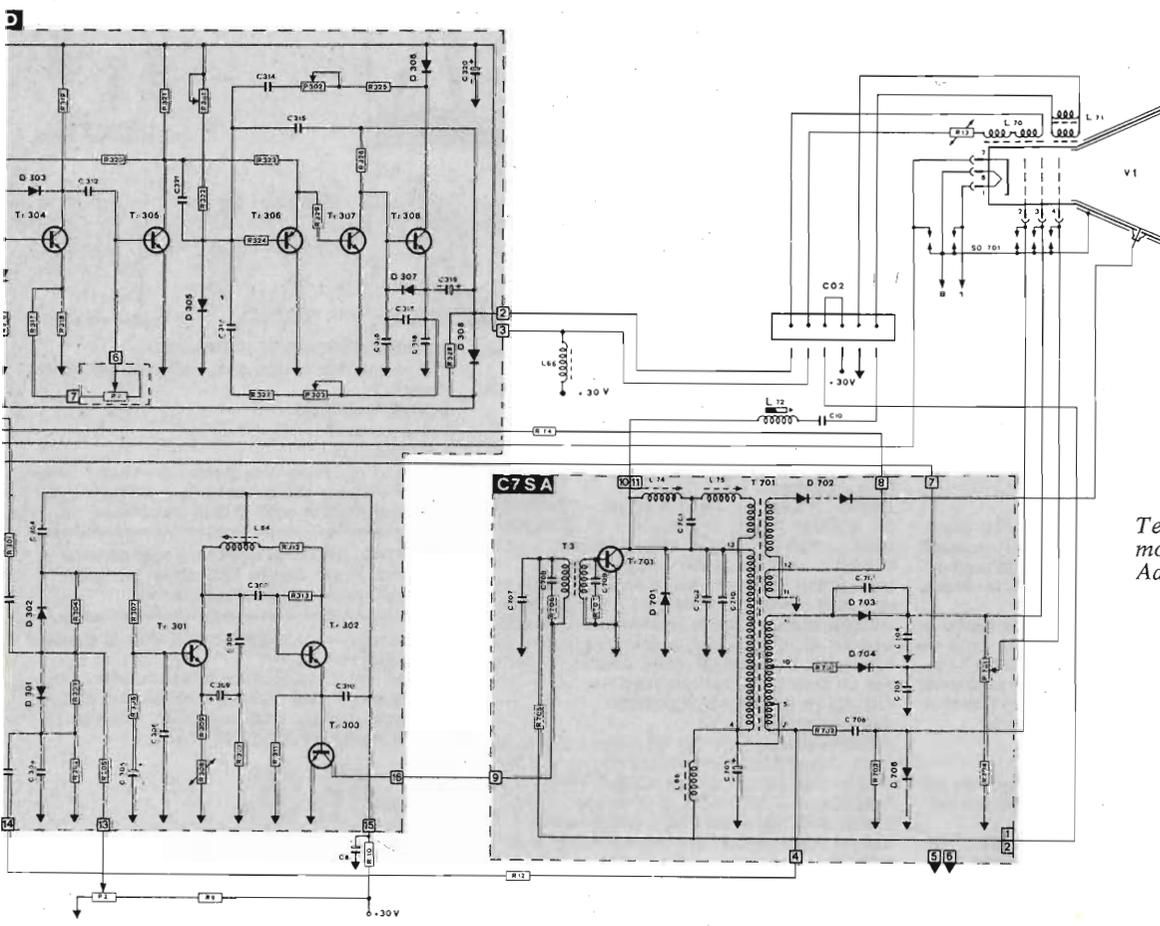
LA SERIE **"STEL"** PERMETTE LA RICEZIONE DI QUALSIASI NUOVO CANALE CON LA SEMPLICE AGGIUNTA DI ELEMENTI MODULARI

PRESTEL

PRESTEL s.r.l. — 20154 MILANO — CORSO SEMPIONE, 48

ALIMENTATORI - AMPLIFICATORI
CONVERTITORI - FILTRI
MODULI AUTOMISCELANTI COMPONIBILI COASSIALI

in vendita presso le sedi G.B.C.

Televisore Zanussi, mod. MN 121-MXN12.

Televisore Sinudyne
mod. TV2474

Televisore Sinudyne
mod. Xantos
Adone super Moloch

QUESTO TAGLIANDO HA CREATO PIÚ DI 100'000 TECNICI SPECIALIZZATI

RADIO TECNICO TRANSISTORI

RIPARATORE TV

PER CORTESIA, SCRIVERE IN STAMPATELLO

Tagliando da compilare, ritagliare e spedire in busta chiusa (o incollato su cartolina postale) alla:

SCUOLA RADIO ELETTRA Via Stellone 5/ 765 10126 TORINO

INVIATEMI, GRATIS E SENZA IMPEGNO, TUTTE LE INFORMAZIONI RELATIVE AL CORSO

DI ______________________

(segnare qui il corso o i corsi che interessano)

Nome ______________________

Cognome ______________________

Professione ______________________ Età ______

Via ______________________ N. ______

Città ______________________

Cod. Post. ____________ Prov. ____________

Motivo della richiesta: per hobby ☐ per professione o avvenire ☐

LINGUE

ASSISTENTE E DISEGNATORE EDILE

ELETTROTECNICO

ELETTRONICO INDUSTRIALE

FOTOGRAFO

ELETTRAUTO

ANALISTA PROGRAMMATORE

DISEGNATORE MECC. PROGETTISTA

IMPIEGATA D'AZIENDA

TECNICO D'OFFICINA

LE RAGIONI DEL SUCCESSO

Da oltre 20 anni la Scuola Radio Elettra, la più importante Organizzazione Europea di Studi per Corrispondenza, crea tecnici specializzati.

Il successo dei suoi corsi è dovuto al suo metodo d'insegnamento riconosciuto dall'industria, come uno dei più professionali e sicuri.

ANCHE TU PUOI DIVENTARE UN TECNICO

Certo, studiando a casa tua nei momenti liberi, regolando tu stesso l'invio delle lezioni secondo la tua disponibilità di tempo e di denaro puoi diventare un tecnico specializzato. E in breve tempo.

Questo perchè il metodo Scuola Radio Elettra è basato sulla pratica. Con le lezioni dei corsi di specializzazione tecnica, la Scuola ti invia i materiali per costruire molti apparecchi e strumenti di alta qualità (televisori, radio, impianti stereofonici,...) che resteranno di tua proprietà.

UN TAGLIANDO CHE APRE IL TUO FUTURO

Il tagliando che pubblichiamo ha creato fino ad oggi più di 100.000 tecnici che oggi lavorano nell'industria e in proprio.

Approfitta anche tu di questa possibilità. Ritaglia, compila e spedisci alla Scuola Radio Elettra il tagliando riprodotto qui sopra. Riceverai gratis e senza alcun impegno da parte tua un interessante catalogo a colori sul corso o sui corsi che ti interessano.

In fondo chiedere informazioni non ti costa nulla ma... può darti molto.

SCEGLI FRA QUESTI CORSI LA TUA PROFESSIONE

CORSI DI SPECIALIZZAZIONE TECNICA
(con materiali)

RADIO STEREO A TRANSISTORI - TELEVISIONE BIANCO-NERO E COLORI - ELETTROTECNICA - ELETTRONICA INDUSTRIALE - HI-FI STEREO - FOTOGRAFIA - ELETTRAUTO.

Iscrivendoti ad uno di questi corsi riceverai, con le lezioni i materiali necessari alla creazione di un laboratorio di livello professionale. In più, al termine di alcuni corsi, potrai frequentare gratuitamente i laboratori della Scuola, a Torino, per un periodo di perfezionamento.

CORSI DI QUALIFICAZIONE PROFESSIONALE

PROGRAMMAZIONE ED ELABORAZIONE DEI DATI - DISEGNATORE MECCANICO PROGETTISTA - ESPERTO COMMERCIALE - IMPIEGATA D'AZIENDA - TECNICO D'OFFICINA - MOTORISTA AUTORIPARATORE - ASSISTENTE E DISEGNATORE EDILE e i modernissimi corsi di LINGUE.

CORSO ORIENTATIVO-PRATICO
(con materiali)

SPERIMENTATORE ELETTRONICO

Particolarmente adatto per i giovani dai 12 ai 15 anni.

CORSO NOVITA'
(con materiali)

ELETTRAUTO

Un corso nuovissimo dedicato allo studio delle parti elettriche dell'automobile e arricchito da strumenti professionali di alta precisione.

IMPORTANTE: al termine di ogni corso la Scuola Radio Elettra rilascia un attestato da cui risulta la tua preparazione.

Queste sono le possibilità che ti offre la Scuola Radio Elettra.

Quando sarai un tecnico specializzato e sfogliando una rivista vedrai pubblicato un tagliando come questo, dirai anche tu: «questo tagliando ha deciso il mio futuro».

Scuola Radio Elettra
Via Stellone 5/765
10126 Torino

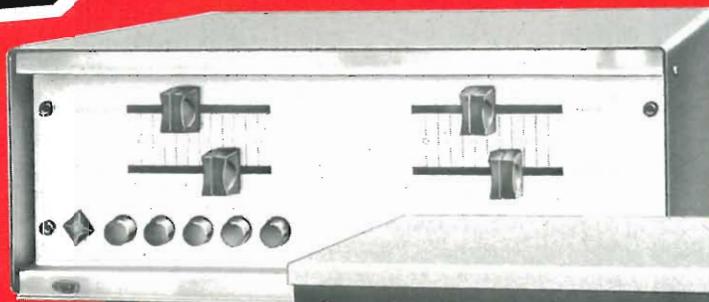
dolci adv

AMPLIFICATORE 5 W A C.I. CON CONTROLLO DI TONO E VOLUME

Amplificatore di estrema semplicità costruttiva e di minimo ingombro, ottimo rendimento acustico e grande stabilità, grazie all'impiego di un circuito integrato al silicio.
Alimentazione: 12 ÷ 14 Vc.c.
Sensibilità d'ingresso: 80 mV.
Potenza d'uscita: 5 W.
Risposta di frequenza: 40 ÷ 20.000 Hz.
Impedenza d'ingresso: 100 kΩ.
Impedenza d'uscita: 4 Ω.

UK 271

AMPLIFICATORE STEREO HI-FI - 12 + 12 W RMS

' un amplificatore di costruzione stremamente robusta.
'apparecchio è particolarmente adatto funzionare in unione all'UK 743.
limentazione: 115-220-250 V - 50-60 Hz.
ensione continua: 28 Vc.c.
mpedenza e sensibilità ingresso iezo: 500 kΩ - 100 mV.
mpedenza e sensibilità ingresso usiliario: 6,8 kΩ - 110 mV.
mpedenza e sensibilità ingresso egistratore: 10 kΩ - 170 mV.

UK 189

GENERATORE DI LUCI PSICHEDELICHE 3 x 1500 W

ermette l'azionamento di tre distinti gruppi di lampade, una per a banda dei toni bassi, una per quella dei toni medi ed una per uella dei toni alti.
articolarmente adatto a funzionare in unione all'UK 189.
limentazione: 115-220-250 Vc.a. 50-60 Hz.
otenza max delle lampade: 1500 W per canale.
otenza dell'amplificatore da collegare all'ingresso: fino a 15 W; ppure fino a 50 W.

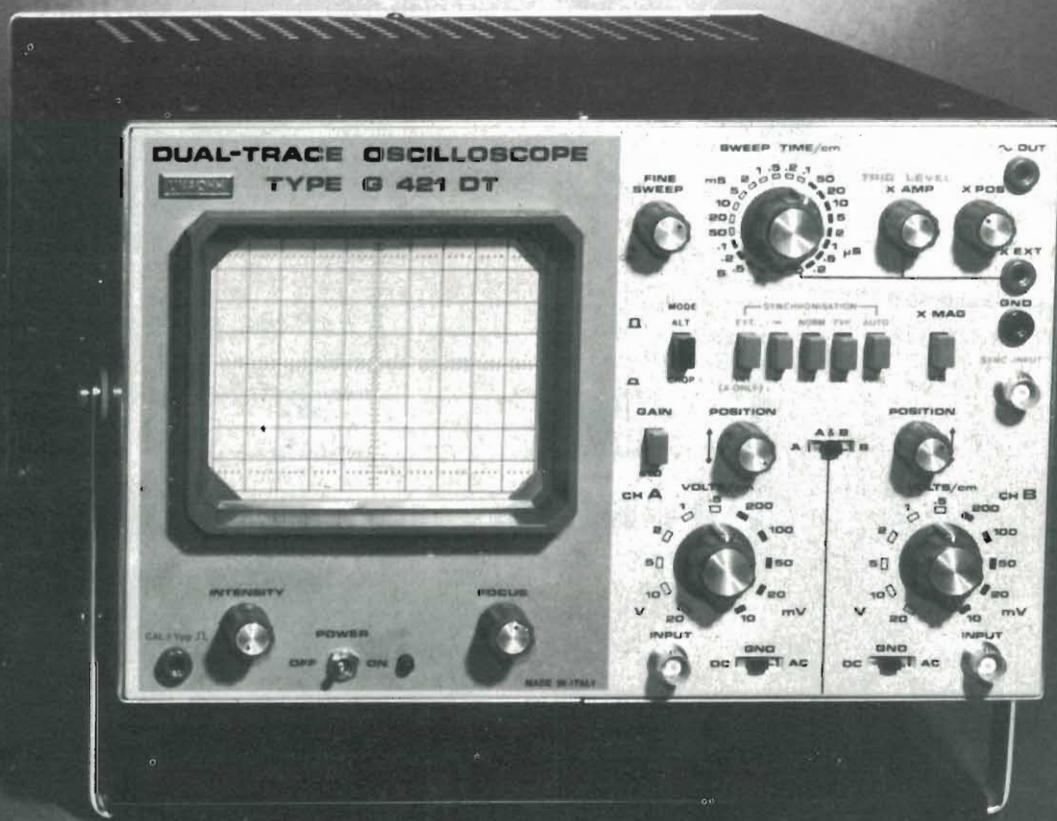
UK 743

REGOLATORE DI LUCE DA 1000 W

E' un regolatore a stato solido atto a svariati impieghi grazie all'elevata potenza che può regolare.
Il montaggio è facile e rapido, adatto a tutti gli usi e specialmente in studi fotografici.
Inseribile su reti elettriche a: 125 ÷ 250 Vc.a. 50-60 Hz.
Potenze massime del carico:
a 125 Vc.a. 790 W
a 220 Vc.a. 1320 W
a 250 Vc.a. 1500 W

UK 641

OSCILLOSCOPIO
G 421 DT

DOPPIA TRACCIA
SENSIBILITA' 1 mV/cm

CARATTERISTICHE TECNICHE

Verticale (canale A e B)
LARGHEZZA DI BANDA: lineare dalla corrente continua a 10 MHz; 2 Hz ÷ 10 MHz ingresso corrente alternata.
IMPEDENZA D'INGRESSO: 1 MΩ con 40 pF in parallelo.
SENSIBILITA': 1 mVpp - Attenuatore compensato a 11 portate da 10 mV a 20 V ± 5%. Moltiplicatore di guadagno X 10.
CALIBRATORE: 1 Vpp ad onda rettangolare 1 kHz ± 5%.
PRESENTAZIONI DEI SEGNALI: solo canale A. Solo canale B, segnale A e B commutati alternativamente con cadenze di 30 kHz, segnali A e B commutati alternativamente con cadenza dell'asse dei tempi.

Orizzontale
LARGHEZZA DI BANDA: dalla corrente continua a 1 MHz.
IMPEDENZA D'INGRESSO: 50 kΩ.
SENSIBILITA': da 200 mV a 50 V, regolazione continua ed a scatti.

Asse dei tempi
TIPO DI FUNZIONAMENTO: «Triggered» o ricorrente.
TEMPI DI SCANSIONE: da 0.2 μs/cm a 1 s/cm in 21 portate nelle sequenze 1-2-3-5-10 ecc. Espansore X5.
SINCRONISMO: sincronizzazione dell'asse dei tempi mediante segnale sul canale A, sia direttamente che interponendo un separatore di sincronismo TV dei segnali sincro-riga o sincro-quadro.
SENSIBILITA': 0,5 cm di deflessione verticale 1 V esternamente.

Asse Z
IMPEDENZA D'INGRESSO: 100 kΩ.
SENSIBILITA': sono sufficienti 20 Vpp negativi per estinguere la traccia.

STRUMENTI DI MISURA E DI CONTROLLO ELETTRONICI
ELETTRONICA PROFESSIONALE
UFFICI COMM. E AMMINISTR.: 20122 **MILANO**
Via Beatrice d'Este, 30 - Tel. 54.63.686 - 59.27.84
STABILIMENTO: 20068 **PESCHIERA BORROMEO**
Via Di Vittorio, 45

Radio MILANO INTERNATIONAL

via Locatelli, 1 - 20124 MILANO
Tel. 02/53229 - 6571876

I.B.C. (International Broad Casting Corporation)

trezzature complete per stazioni radio FM a norme internazionali import-export, schi, sigle musicali, programmazioni già pronte.

Trasmettitori transistorizzati 20 W deviazione più o meno 75 KHz
Trasmettitori da 50 W deviazione più o meno 75 KHz
Trasmettitori da 100 W deviazione più o meno 75 KHz
Trasmettitori da 500 W deviazione più o meno 75 KHz
Trasmettitori da 700 W deviazione più o meno 75 KHz
Trasmettitori da 1000 W deviazione più o meno 75 KHz
Trasmettitori da 2500 W deviazione più o meno 75 KHz

Trasmettitori semplici di prova con emissione nota fissa per scegliere frequenza.

Antenne professionali di trasmissione a radiazione OMNI direzionale e direttive, cavo tipo celflex a bassissima perdita, cavità finali di filtro, filtri passa-basso per potenze fino a 300 W.

Attrezzature complete per bassa frequenza (produzione Semprini).

Mixer, camere d'eco, equalizzatori grafici, phasing, compressori e miscelatori automatici voce fonte musicale, registratori a lunga durata per funzionamento 24 ore su 24 (programma notturno).

Importazioni dirette di dischi da tutto il mondo con invio lista disponibilità con un mese d'anticipo, preparazione di programmi completi musicali con interviste dirette a tutti i più grandi personaggi dello spettacolo, esecuzione sigle musicali per stazioni radio.

G. LANZONI

20135 MILANO - Via Comelico, 10 - Telef. 589.075

La Ditta Lanzoni offre a tutti i clienti oltre a una impagabile consulenza e servizio tecnico un simpatico omaggio gradito OM e CB.

I tralicci sono in acciaio zincato a fuoco. Saldature in atmosfera. Vengono consegnati completi di viterie zincate, verricello, cavo acciaio, maniglia, cuscinetto reggispinta e supporto autocentrante, per motori CDE,

AR40	CD44	HAM II
53.000	108.000	165.000

HAM-M.

VARIANTI IN ALTEZZA A RICHIESTA. - RICHIEDETECI OFFERTE PER TRALICCI LEGGERI VHF/OM - CB.

ERSA

ERSA 30

saldatore a matita
220 Vc.a.
30 W

Saldatore leggero e maneggevole per radio, televisione ed elettronica. È il tipo più diffuso di saldatore ERSA, grazie alle sue ottime qualità e costo limitato. Raggiunge la temperatura di punta, di 380°, in circa 2 minuti, dissipando una potenza di 30 W.
Il peso del saldatore è circa 200 g
Viene alimentato con la tensione a 220 Vc.a. ed è completo di punta in rame elettrolitico.

LU/3650-00

Lunga durata
Grande affidabilità
Temperatura costante

in vendita nei migliori negozi e in tutte le sedi G. B. C.

CONVIENE ABBONARSI
..anche adesso!

3 mesi di

- la carta di sconto G.B.C. italiana

a sole L. 6700

non è tutto...
..gli abbonati, nel corso dell'anno ricevono alcuni inserti speciali

---

non rischiate di perdere anche un solo numero

ABBONATEVI!

Servizio dei Conti Correnti Postali

Certificato di allibramento

Versamento di L. 6.700 (in cifre)

eseguito da ...
residente in ...
via ...

sul c/c N. **3/56420** intestato a:
JACOPO CASTELFRANCHI EDITORE
J.C.E. - Via V. Monti, 15 - 20123 MILANO

Addì (1) ... 19 ...

Bollo lineare dell'Ufficio accettante

N. ... del bollettario ch 9

Bollo a data

Indicare a tergo la causale del versamento

SERVIZIO DEI CONTI CORRENTI POSTALI

Bollettino per un versamento di L. 6.700 (in cifre)

Lire SEIMILASETTECENTO (in lettere)

eseguito da ...
residente in ...
via ...

sul c/c N. **3/56420** intestato a:
JACOPO CASTELFRANCHI EDITORE
J.C.E. - Via V. Monti, 15 - 20123 MILANO

nell'Ufficio dei conti correnti di **MILANO**

Firma del versante

Addì (1) ... 19 ...

Bollo lineare dell'Ufficio accettante

Cartellino del bollettario

Tassa di L. ...

Bollo a data

L'Ufficiale di Posta

(1) La data deve essere quella del giorno in cui si effettua il versamento

---

Servizio dei Conti Correnti Postali

Ricevuta di un versamento

di L.* 6.700 (in cifre)

Lire* SEIMILASETTECENTO (in lettere)

eseguito da ...

sul c/c N. **3/56420** intestato a:
JACOPO CASTELFRANCHI EDITORE
J.C.E. - Via V. Monti, 15 - 20123 MILANO

Addì (1) ... 19 ...

Bollo lineare dell'Ufficio accettante

Tassa di L. ...

numerato di accettazione

L'Ufficiale di Posta

Bollo a data

(*) Sbarrare a penna gli spazi rimasti disponibili prima e dopo l'indicazione dell'importo.

La presente ricevuta non è valida se non porta nell'apposito spazio il cartellino gommato e numerato.

Per abbonamento Maggio/Dicembre 1976
a SELEZIONE DI TECNICA RADIO-TV

COGNOME E NOME O RAGIONE SOCIALE

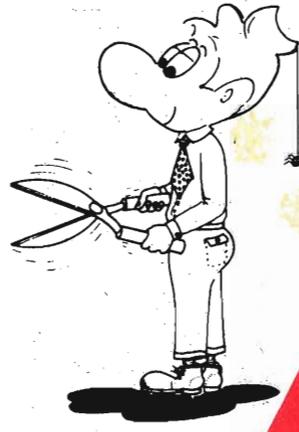
INDIRIZZO

CITTÀ

CODICE POSTALE

Parte riservata all'Uff. dei conti corr.

IL VERIFICATORE

AVVERTENZE

Il versamento in conto corrente è il mezzo più semplice e più economico per effettuare rimesse di denaro a favore di chi abbia un C/C postale.

Per eseguire il versamento il *versante deve compilare in tutte le sue parti*, a macchina o a mano, purchè *con inchiostro*, il presente bollettino (indicando con chiarezza il numero e la intestazione del conto ricevente qualora già non vi siano impressi a stampa).

Per l'esatta indicazione del numero di C/C si consulti l'Elenco generale dei correntisti a disposizione del pubblico in ogni ufficio postale.

Non sono ammessi bollettini recanti cancellature, abrasioni o correzioni.

A tergo dei certificati di allibramento, i versanti possono scrivere brevi comunicazioni all'indirizzo dei correntisti destinatari, cui i certificati anzidetti sono spediti a cura dell'ufficio conti correnti rispettivo.

Autorizzazione Ufficio c/c Postali di Milano n. **21817** *del* **19-10-1965**

La ricevuta del versamento in c/c postale in tutti i casi in cui tale sistema di pagamento è ammesso, ha valore liberatorio per la somma pagata, con effetto dalla data in cui il versamento è stato eseguito.

Fatevi Correntisti Postali!

Potrete così usare per i Vostri pagamenti e per le Vostre riscossioni il

POSTAGIRO

esente da qualsiasi tassa, evitando perdite di tempo agli sportelli degli uffici postali